

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

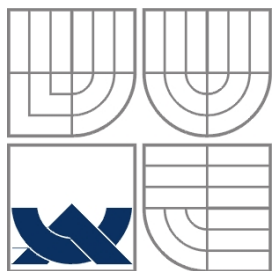
## AKTIVNÍ KMITOČTOVÝ FILTR V PROUDOVÉM MÓDU

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
BACHELOR'S THESIS

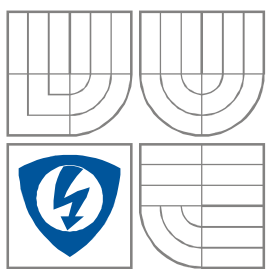
AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

JIŘÍ PAŠČINSKÝ

BRNO 2009



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A  
KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## **AKTIVNÍ KMITOČTOVÝ FILTR V PROUDOVÉM MÓDU**

ACTIVE FREQUENCY FILTER USING CURRENT MODE

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**  
BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

**JIŘÍ PAŠČINSKÝ**

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

**Ing. JOSEF SLEZÁK**

BRNO, 2009

## **ORIGINÁLNÍ ZADÁNÍ**

# LICENČNÍ SMLOUVA

## POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

### 1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Jiří Paščínský  
Bytem: Supíkovice 144, Supíkovice, 790 51  
Narozen/a (datum a místo): 28. března 1986 v Jeseníku

(dále jen „autor“)

a

### 2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00  
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:  
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika  
(dále jen „nabyvatel“)

## Čl. 1

### Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
  - ☐ diplomová práce
  - ☒ bakalářská práce
  - ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako .....
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Aktivní kmitočtový filtr v proudovém módu

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Josef Slezák

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: \_\_\_\_\_

VŠKP odevzdal autor nabyvateli\*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

---

\* hodící se zaškrtněte

## Článek 2

### Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
  - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
  - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
  - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
  - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
  - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

## Článek 3

### Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 5. června 2009

.....  
Nabyvatel

.....  
Autor

## **ABSTRAKT**

Hlavním cílem této bakalářské práce je návrh kmitočtového filtru pracujícího v proudovém módu. V úvodu práce je pojednáno o vlastnostech kmitočtových filtrů a jejich využití. Pozornost je zde věnována především přenosové funkci filtru. Ve třetí kapitole se seznámíme s druhy pracovních módů a s jejich výhodami a nevýhodami. Dále je pozornost zaměřena na aktivní bloky používané v proudovém módu. Dále jsou ukázány obvody AD 844 a EL2082, představující proudové konvejory druhé generace využité v návrhu filtru. Poslední dvě kapitoly se zabývají samotným návrhem vybraného kmitočtového filtru. Navržené zapojení bylo podrobeno simulacím v programu PSpice a výsledky byly srovnávány s výsledky dosažené měření. Filtr byl také podroben citlivostní a toleranční analýze.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Kmitočtový filtr, Butterworthova aproximace, přenosová funkce, dolní propust, horní propust, pásmová propust, proudový mód, autonomní obvod, aktivní prvek.

## **ABSTRACT**

The aim of this work is design of frequency filter working in current mode. The introduction of the work deals with features and applications of frequency filters. Special attention is paid to the transfer function of the filter. In third chapter different operational modes of electrical circuits and their advantages and disadvantages are discussed. Attention is paid to active blocks suitable for circuits working in current mode. There is description of components AD844 and EL2082 which represent current conveyors of the second generation and are used in the designed filter. The last two chapters deal with design of component values of the frequency filter. The designed circuit was simulated in PSpice and the results were compared with measurements. Also sensitivity and tolerance analysis of the filter were performed.

## **KEYWORDS**

Frequency filter, butterworth approximation, transfer function, low pass, high pass, band pass, current mode, autonomous circuit, active element.

PAŠČINSKÝ, J. *Aktivní kmitočtový filtr v proudovém módu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 54 s., 6 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Josef Slezák

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Aktivní kmitočtový filtr v proudovém módu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce ing. Josefu Slezákovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)



# OBSAH

Seznam obrázků .....	10
Seznam tabulek.....	11
Seznam zkratk a symbolů .....	12
1 Úvod.....	13
2 Přenosová funkce filtru .....	14
2.1 Přenosová funkce filtru druhého řádu.....	15
3 Druhy pracovních módů .....	15
3.1 Napěťový mód .....	15
3.2 Proudový mód .....	16
3.3 Smíšený mód .....	17
4 Aktivní bloky pro obvody v proudovém módu .....	18
4.1 Proudové konvejory (CC) .....	18
4.1.1 Proudový konvektor druhé generace (CCII – Current Conveyor II) .....	18
4.1.2 Operační zesilovač AD 844 jako proudový konvektor CCII+ .....	20
4.1.3 Analogová násobička EL2082 jako proudový konvektor CCII- .....	21
4.1.4 Univerzální proudový konvektor UCC.....	22
4.2 Transkonduktanční zesilovače (OTA).....	23
4.2.1 Transkonduktance $g_m$ [S].....	23
4.2.2 Transkonduktanční zesilovače BOTA a MOTA .....	25
4.3 Prvek CDBA .....	26
4.4 Prvek CDTA .....	27
4.5 Aktivní prvek CMI .....	28
5 Postup návrhu kmitočtového filtru .....	29
5.1 Zobecněný proudový konvektor (GCC) .....	30
5.2 Návrh autonomních obvodů pomocí úplné admitanční sítě.....	31
5.3 Návrh zvoleného kmitočtového filtru v proudovém módu .....	32
5.3.1 Nastavování činitele jakosti .....	37
5.4 Návrh zvoleného filtru použitelného v praxi.....	38
5.4.1 Citlivostní analýza .....	40
5.4.2 Toleranční analýza Monte Carlo.....	41
6 Realizace navrženého filtru .....	42
6.1 Doplnění zapojení navrženého filtru nezbytnými součástkami .....	42
6.2 Návrh desky plošných spojů.....	43
6.3 Praktická realizace přípravku .....	44
6.4 Praktické ověření návrhu.....	45
7 Závěr .....	46
Seznam literatury .....	47
Seznam příloh .....	49

# SEZNAM OBRÁZKŮ

<b>Obr.3.1:</b> Princip filtru v napěťovém módu .....	16
<b>Obr.3.2:</b> Princip filtru v proudovém módu.....	17
<b>Obr.3.3:</b> Princip filtru ve smíšeném módu: a) V/CM, b) C/VM.....	17
<b>Obr.4.1:</b> a) Schématická značka; b) Principiální model proudového konveje- druhé generace (CCII – Current Conveyor II).....	19
<b>Obr.4.2:</b> CFA: a) vnitřní uspořádání b) značka v programu PSpice .....	20
<b>Obr.4.3:</b> Schématická značka EL2082 v programu PSpice .....	21
<b>Obr.4.4:</b> Schématická značka univerzálního proudového konveje- druhé generace .....	22
<b>Obr.4.5:</b> Schematická značka OTA zesilovače: a) s konstantní transkonduktancí, b) s nastavitelnou transkonduktancí. ....	23
<b>Obr.4.6:</b> Zjednodušené vnitřní uspořádání transkonduktančního zesilovače s připojenou zátěží na výstupu .....	24
<b>Obr.4.7:</b> Schématická značka transkonduktančního zesilovače BOTA .....	25
<b>Obr.4.8:</b> Prvek CDBA: a) schématická značka b) zjednodušené vnitřní uspořádání 4.4 Prvek CDTA .....	26
<b>Obr.4.9:</b> Prvek CDTA: a) schématická značka b) zjednodušené vnitřní uspořádání 4.5 Aktivní prvek CMI .....	27
<b>Obr.4.10:</b> a) Schématická značka CMI, b) Ideální model reprezentovaný CCCS ..	28
<b>Obr.4.11:</b> Schématická značka GCMi.....	28
<b>Obr.5.1:</b> Autonomní obvod s úplnou admitanční sítí se dvěma prvky GCC .....	31
<b>Obr.5.2:</b> Autonomní obvod se dvěma prvky GCC.....	32
<b>Obr.5.3:</b> Rozšířený autonomní obvod se dvěma prvky GCC .....	33
<b>Obr.5.3:</b> Multifunkční filtr pracující v proudovém módu.....	34
<b>Obr.5.4:</b> Amplitudová charakteristika dolní propusti pro $Q = 0,3; 0,7071; 10$ .....	37
<b>Obr.5.5:</b> Multifunkční filtr pracující v „proudovém módu“ realizující v praxi .....	38
<b>Obr.5.6:</b> Výsledek citlivostní analýzy dolní propusti .....	41
<b>Obr.5.7:</b> Histogram (mezní kmitočet dolní propusti).....	42
<b>Obr.6.1:</b> Výsledná deska plošných spojů (a) a předloha pro výrobu (b) .....	43
<b>Obr.6.2:</b> Navržený filtr – pohled zepředu .....	44
<b>Obr.6.3:</b> Vnitřní uspořádání navrženého plastového boxu .....	44
<b>Obr.6.4:</b> Srovnání modulových frekvenčních charakteristik zjištěných simulací a měřením – filtr typu DP.....	45
<b>Obr.6.5:</b> Srovnání modulových frekvenčních charakteristik zjištěných simulací a měřením – filtr typu PP .....	45

# SEZNAM TABULEK

<b>Tab.2.1:</b> Základní typy filtrů 2.řádu a jejich přenosové funkce .....	15
<b>Tab.5.1:</b> Konkrétní typy proudových konvektorů vzniklých z GCC.....	30
<b>Tab.5.2:</b> Možné varianty volby pasivních prvků .....	33

# SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

$\omega_m$	Charakteristická frekvence mezní	DP	Dolní propust
$\omega_N$	Charakteristická frekvence normovaná	HP	Horní propust
CC	Proudový konvektor	PP	Pásmová propust
GCC	Zobecněný proudový konvektor	PZ	Pásmová zadrž
CMI	Aktivní proudový prvek	$F_{mez}, f_m$	Mezní frekvence
MCMI	Vícevýstupový prvek CMI	$K_{pot}$	Potlačení přenosu
GCMI	Návrhový prvek CMI	$K_{zvl}$	Zvlnění přenosu
MO-CF	Aktivní proudový prvek	$p_b$	Póly přenosové funkce
CS	Proudové rozbočovače	$p_a$	Nuly přenosové funkce
CS-SIMO	CS s jednoduchým vstupem	$K(\omega)$	Přenosová funkce
CS-TIMO	CS s průchozím vstupem	$k(\omega)$	Modul přenosu
OTA	Transkonduktanční zesilovač	$\varphi(\omega)$	Fáze
$g_m$	Transkonduktance	$s$	Normovaná proměnná
$\Omega$	Normovaný úhlový kmitočet	$\Omega$	Jednotka odporu
UCC	Univerzální proudový konvektor	$Q$	Činitel jakosti
V/CM	Smíšený mód napětí/proud	VM	Napětový mód
C/VM	Smíšený mód proud/napětí	CM	Proudový mód
Y	Napětový vstup prvku UCC	IO	Integrovaný obvod
X	Nízkoimpedanční vstup prvku UCC	$n$	Proudová konstanta
Z	Proudové výstupy prvku UCC	$U$	Napětí
CCII	Proudový konvektor druhé generace	$I$	Proudy
BOTA	OTA se dvěma výstupy	$G$	Vodivosti
MOTA	OTA s více výstupy	$C$	kapacity
CFA	Transimpedanční zesilovač	$R$	Odpor (rezistory)
VFA	Napětový operační zesilovač	CE	Charakteristická rovnice
a,b,c	Koeficienty prvku GCC	$p$	Laplaceův operátor
CDBA	Aktivní návrhový prvek	CDTA	Aktivní návrhový prvek

# 1 Úvod

Kmitočtové filtry jsou nedílnou součástí obvodů, se kterými se můžeme setkat v mnoha oblastech elektrotechniky a elektroniky. Jedná se o dvojbrany [1] patřící mezi základní stavební bloky pro zpracování signálů. Slouží pro selekci harmonických složek procházejícího signálu v určitém pásmu kmitočtů. Filtry některé harmonické složky v oblasti kmitočtového pásma propustí – oblast nazýváme propustné pásmo. Mimo propustné pásmo jsou jiné harmonické složky naopak silně potlačeny – oblast se nazývá nepropustné pásmo (pásmo potlačení). Podle přenášeného pásma kmitočtů se s nimi můžeme nejčastěji setkat v podobě dolní propusti (DP), horní propusti (HP), pásmové propusti (PP) a pásmové zádrže (PZ).

Vlastnosti kmitočtových filtrů jsou nejčastěji vyjadřovány pomocí modulové (amplitudové) kmitočtové charakteristiky (závislost modulu napětového přenosu na kmitočtu) a pomocí fázové kmitočtové charakteristiky. Pomocí modulové kmitočtové charakteristiky zobrazujeme propustné a nepropustné pásmo filtru. Fázová kmitočtová charakteristika nám udává časové zpoždění signálu po průchodu filtrem.

Filtrace signálu pomocí kmitočtových filtrů je jedním z základních způsobů zpracování signálů, a proto se vyskytují v různých podobách ve všech oblastech elektrotechniky. Můžeme se s nimi setkat např. v radiotechnice v podobě vstupních obvodů přijímačů, kde je využíváno pásmových propustí pro selekci přijímaných signálů. Pásmové zádrže jsou využity k potlačení rušících signálů. Korekční filtry jsou využívány v elektroakustice k nastavení korektoru hloubek a výšek. Kmitočtových filtrů je využíváno také v oblasti měřicí techniky. Často je zde využíváno filtrů pro selekci kmitočtového pásma v různých typech měření (vysokofrekvenční měření, měřiče zkreslení). Dále jsou filtry využívány v silnoproudé elektrotechnice jako speciální odrušovací filtry. Své uplatnění nacházejí také v regulační technice a v mnoha dalších oblastech elektrotechniky a elektroniky.

Bakalářská práce je zaměřena na návrh filtru pracujícího v proudovém módu. V rámci zadání byly prostudovány principy kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu. Dále bylo nutné obeznámit se s funkcí aktivních bloků používaných v těchto obvodech. Jako aktivní prvek byl při návrhu volen proudový konvektor druhé generace. Při samotném návrhu byla použita metoda autonomních obvodů vycházející z úplné admitanční sítě. Navržené zapojení bylo odsimulováno pomocí programu PSpice. Poté bylo zapojení fyzicky zrealizováno a jeho vlastnosti odměřeny v laboratoři UREL. Výsledky měření byly poté srovnávány s výsledky získanými pomocí programu PSpice.

## 2 Přenosová funkce filtru

Obecný tvar přenosové funkce filtru  $n$ -tého řádu je definována jako racionálně lomená funkce kmitočtu ve tvaru: [1]

$$K_{(p)} = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_0}{p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_0} = a_m \frac{(p - p_{am})(p - p_{a(m-1)}) \dots (p - p_{a1})}{(p - p_{bn})(p - p_{b(n-1)}) \dots (p - p_{b1})}, \quad (2.1)$$

kde nejvyšší mocnina  $n$  udává řád funkce,  $a$  a  $b$  představují zde reálné koeficienty,  $p_a$  jsou nulové body a  $p_b$  jsou póly přenosové funkce filtru.

Přenosovou funkci lze definovat v následujícím tvaru: [2]

$$K(\omega) = \text{Re } K + j \text{Im } K = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (2.2)$$

Modulová (amplitudová) charakteristika je dána vztahem: [2]

$$K(\omega) = |K(\omega)| = \sqrt{(\text{Re } K)^2 + (\text{Im } K)^2}. \quad (2.3)$$

Modul přenosu  $K(\omega)$  se často udává v logaritmické míře jako zisk v decibelech: [2]

$$k(\omega) = K_{dB}(\omega) = 20 \log K(\omega). \quad (2.4)$$

Pro argumentovou (fázovou) charakteristiku platí: [2]

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\text{Im } K}{\text{Re } K}. \quad (2.5)$$

Mezní úhlový kmitočet  $\omega_m$  je definován poklesem amplitudové (modulové) charakteristiky o -3dB a platí pro ni vztahy: [2]

$$K(\omega_m) = \frac{K_0}{\sqrt{2}}, (K_0 = 1), \quad (2.7)$$

$$K_{dB}(\omega) = K_{0dB} - 3[dB], \quad (2.8)$$

$$\omega_m = 2\pi f_m. \quad (2.9)$$

## 2.1 Přenosová funkce filtru druhého řádu

U přenosové funkce nám čitatel udává o jaký typ filtru se jedná a jmenovatel nám zobrazuje charakteristickou rovnici. Základní typy filtrů (DP, HP, PP, PZ) s přenosovou funkcí druhého řádu jsou uvedeny v tab.2.1. [2]

Tab.2.1: Základní typy filtrů 2.řádu a jejich přenosové funkce

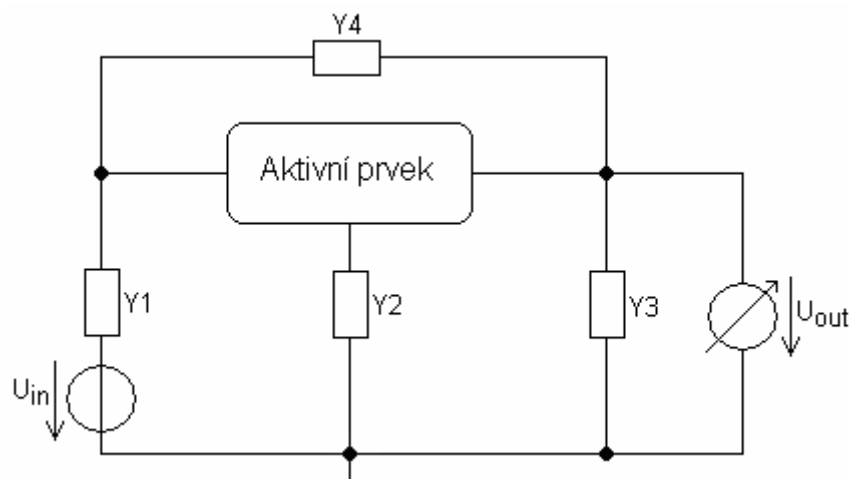
Typ filtru	Tvar přenosové funkce
Dolní propust (DP)	$K(p) = \frac{a_0}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 \omega_p^2}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}$
Horní propust (HP)	$K(p) = \frac{a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 p^2}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}$
Pásmová propust (PP)	$K(p) = \frac{a_1 p}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 p \frac{\omega_p}{Q_p}}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}$
Pásmová zadrž (PZ)	$K(p) = \frac{a_0 + a_2 p^2}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2} = \frac{K_0 (p^2 + \omega_p^2)}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2}$

## 3 Druhy pracovních módů

V praxi rozlišujeme tři druhy pracovních módů [3] podle toho, s jakými signály dokáží dané obvody pracovat.

### 3.1 Napěťový mód

Kmitočtové filtry se často vyrábějí v napěťovém módu (VM), což znamená, že vstupní i výstupní veličiny obvodu jsou vyjádřeny napětím (obr.3.1). Zde je často použit jako aktivní prvek operační zesilovač, který má ale takové vlastnosti, že limituje potřeby návrhářů. Budící zdroj je zdrojem napětí, který se připojuje mezi pasivní dvojpol a zem. Sledovaná napěťová odezva je měřena v uzlu obvodu vůči zemi. Při neustálém vývoji nových integrovaných obvodů je kladen důraz na snižování napájecího napětí a spotřeby energie. Tyto nové vlastnosti ve filtrech pracujících v VM mají za následek snižování dynamického rozsahu, což způsobuje nežádoucí snižování odstupu signálu od šumu. Dalším důležitým požadavkem je větší šířka kmitočtového pásma, proto se přešlo na obvody pracující v proudovém módu.



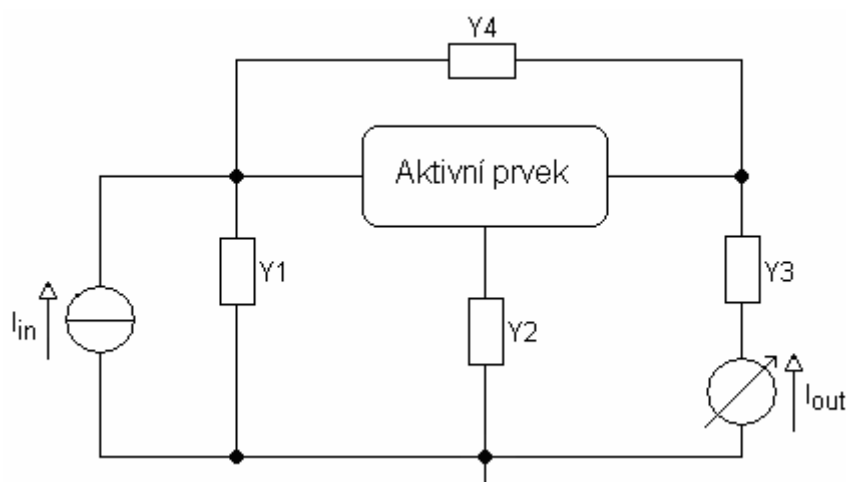
Obr. 3.1: Princip filtru v napětovém módu

### 3.2 Proudový mód

V současné době se můžeme stále více setkávat s filtry pracujícími v proudovém módu [CM], které vycházejí z principu činnosti těchto obvodů, tj. z použití proudu jako veličiny nesoucí informaci (obr.3.2). Zde je budící zdroj proudu připojen mezi uzel a zem. Sledovaná proudová odezva se snímá mezi dvojpólem a zemí. Často jsou na místě aktivního prvku ve filtrech pracujících v CM používány prvky pracující ve smíšeném módu (např. OTA zesilovače, CCII). Jejich hlavní výhodou oproti obvodům pracujících v VM je širší kmitočtové pásmo (řádově desítky MHz) a větší dynamický rozsah, jelikož velikost napájecího napětí u obvodů pracujících v CM nemá takový vliv na dynamický rozsah jako u obvodů v VM. Velkou nevýhodou obvodů v CM je nutnost použití převodníků  $U/I$  a  $I/U$  při měření kmitočtových charakteristik, jelikož v současné době neexistují přístroje, které umožňují proudové buzení obvodu a současně z něho proud přímo měřit.

V dnešní době se stále více zkoumají obvody pracující v čistě proudovém módu využívající čistě proudové prvky (např. GCMI, MCMI, MO-CF, proudové rozbočovače,), tzn. že vstupní a výstupní veličiny jsou proudy i aktivní prvek pracuje pouze s proudovými veličinami (přístupné jsou pouze vstupní a výstupní proudové terminály). Tyto obvody se ale zatím v praxi neprosadily a budou teprve předmětem dalšího výzkumu. Pro experimentální ověření funkčnosti těchto aplikací byl použit univerzální proudový konvektor UCC, vyrobený ve firmě AMI Semiconductor. Tento obvod obsahuje všechny potřebné proudové svorky, má však i napěťové vstupy, které je nutné uzemnit. Určitý limit se projeví zejména v oblasti šířky pásma.

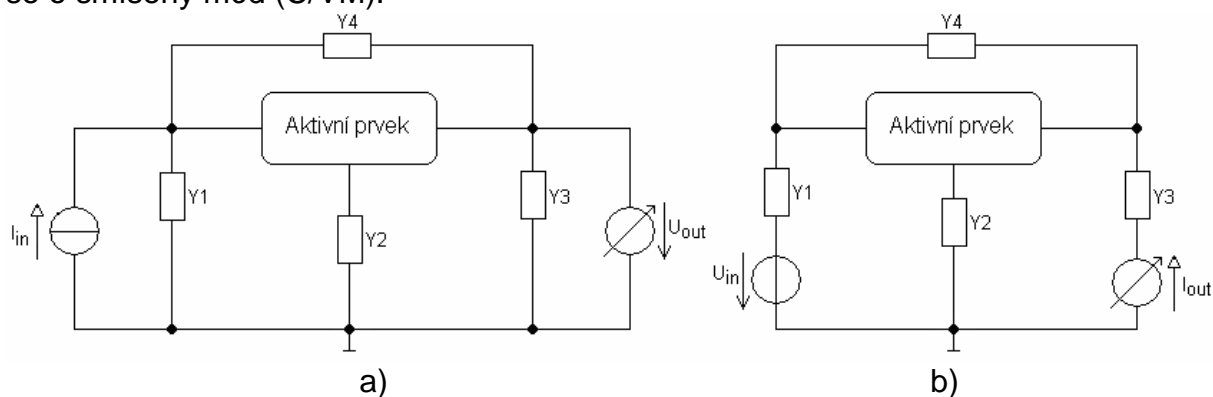




Obr. 3.2: Princip filtru v proudovém módu

### 3.3 Smíšený mód

Hovoříme o něm tehdy, pracuje-li v CM jen část obvodu, nejčastěji aktivní prvek nebo funkční blok (např. konvektor CCII), ale celkově obvod zpracovává signál napěťový. Hovoříme pak o smíšeném módu (V/CM). A naopak, pracuje-li část obvodu v napěťovém módu, ale výsledný obvod zpracovává signál proudový, jedná se o smíšený mód (C/VM).



Obr. 3.3: Princip filtru ve smíšeném módu: a) V/CM, b) C/VM

## 4 Aktivní bloky pro obvody v proudovém módu

V úvodu této kapitoly se seznámíme s aktivními prvky, které jsou komerčně dostupné, ale nevyhovují všem současným potřebám návrhářů (větší frekvenční rozsah, větší odstup signálu od šumu aj.). Jedná se především o proudové konvejory CC a transkonduktanční zesilovače OTA. V této části kapitoly je uvedena také zmínka o univerzálním proudovém konveju UCC, který není komerčně dostupný, ale lze se s ním setkat na ústavu telekomunikací. Pro tento ústav ho vyrobila firma AMI Semiconductor. Dále jsou zde ukázány prvky pracující v proudovém módu, které se doposud nevyrábí (CDBA, CDTA a CMI).

### 4.1 Proudové konvejory (CC)

Proudové konvejory patří k jedním z nejdůležitějších stavebních bloků v oblasti zpracování signálů v proudovém módu. Jedná se o moderní funkční mnohobrany s různě definovanými vztahy mezi branovými veličinami, které poprvé světu představili Smith a Sedra v roce 1968. Konveiováním rozumíme sledování napětí a proudu, popřípadě s inverzí. Konvejory vykazují lepší kmitočtové vlastnosti než standardní operační zesilovače. Jelikož jsou používány v proudovém módu, využívá se jejich činnosti na vyšších kmitočtech.

Postupně byly navrženy další typy proudových konveju. V roce 1970 přišli Smith a Sedra s novým typem CC, který je nazýván konveju druhé generace (CCII). Poté v roce 1975 Fabre navrhl konveju třetí generace (CCIII). Vrcholem v oblasti proudových konveju lze považovat rok 2000, kdy byl představen univerzální proudový konveju, pomocí kterého lze realizovat všechny známé typy proudových konveju, včetně invertujících konveju první a třetí generace (ICCI a ICCII).

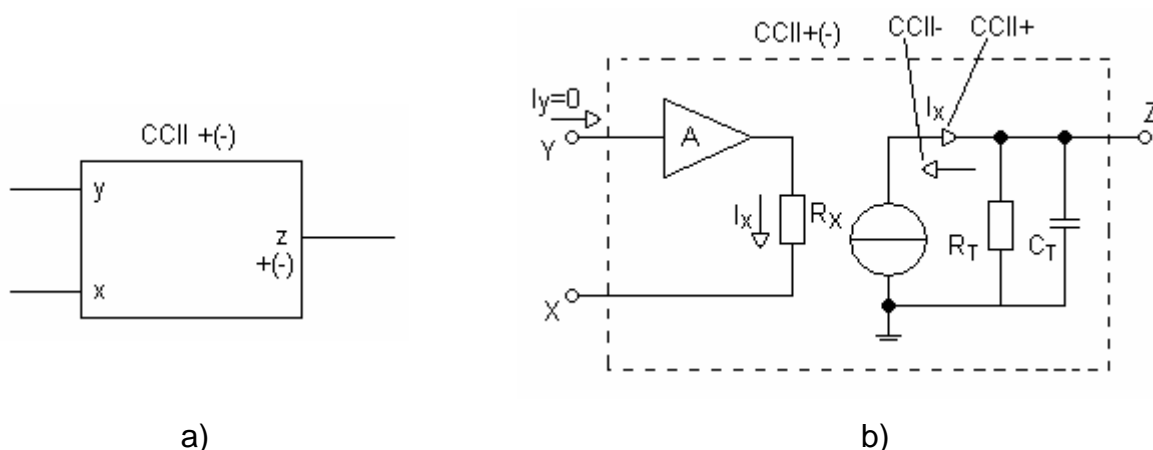
#### 4.1.1 Proudový konveju druhé generace (CCII – Current Conveyor II)

Jedná se o jeden z nejvíce používaných proudových konveju, jehož použití je obdobné jako u klasického operačního zesilovače, který se chová jako zdroj napětí. Na rozdíl od něho se však konveju chová jako zdroj proudu řízený proudem. Konvejory druhé generace mohou být popsány následující maticovou rovnicí:

$$\begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & (-)1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Na obr.4.1 je zobrazena schématická značka a principiální model proudového konveju druhé generace [10]. V interní struktuře konveju působí mezi vstupními svorkami napěťový zesilovač reprezentovaný zesílením  $A$ , který má nekonečný vstupní odpor (ideálně  $I_y=0$ ). Výstupní odpor napěťového zesilovače je ideálně nulový, tedy totéž musí platit i pro vstupní odpor vývodu  $X$ . Jestliže zesílení  $A = +1$  (sledovač), tak napětí na svorce  $X$  bude sledovat potenciál svorky  $Y$ , aby bylo zajištěno mezi vstupy  $X$  a  $Y$  nulové napětí. Proud tekoucí svorkou  $X$  ( $I_x$ ) je konvejován neboli zrcadlen pomocí proudového zrcadla a ideálního zdroje proudu řízeného tímto proudem na vysokoimpedanční výstup  $Z$ . Pokud proud tekoucí svorkou  $Z$  má stejnou orientaci jako proud svorkou  $X$ , hovoříme o pozitivním konveju. Bude-li mít proud tekoucí svorkou  $Z$  opačnou orientaci než proud svorkou  $X$ , jedná se o negativní proudový konveju.

Zda se jedná o pozitivní nebo negativní konveju, vyznačujeme příslušným znaménkem za zkratkou CCII. Plus pro pozitivní (CCII+) a mínus pro negativní konveju (CCII-). Je patrné, že pokud  $A = +1$  hovoříme o konvenčním proudovém konveju (CCII) a naopak pokud  $A = -1$  jedná se invertující konveju (ICCI). Proudový konveju obsahuje také vnitřní odpor  $R_X$  a výstupní impedanci  $Z_T$  složenou s odporu  $R_T$  a kapacity  $C_T$ . Tato impedance určuje mezní kmitočet přenosové funkce.



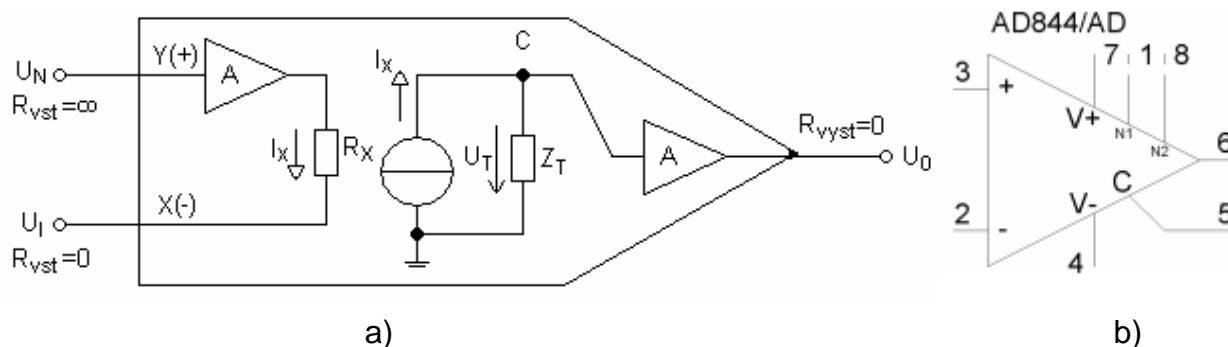
Obr.4.1: a) Schématická značka; b) Principiální model proudového konveju druhé generace (CCII – Current Conveyor II)

Pro proudové konvejory CCII platí následující vztahy:

$$\begin{aligned} U_Y - U_X &= I_X \cdot R_X \\ U_Z &= I_X \cdot Z_T \end{aligned} \quad (\text{kde } Z_T = R_T // C_T). \quad (4.2)$$

### 4.1.2 Operační zesilovač AD 844 jako proudový konvektor CCII+

Jedná se v podstatě o operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou – transimpedanční zesilovač CFA (current feedback amplifier) [13]. Byl vynalezen pracovníkem firmy Comlinear Corporation Davidem Nelsonem a poprvé se na trhu objevil v roce 1982. CFA pracuje na bázi konvektoru CCII+, ke kterému je připojen oddělovací jednotkový zesilovač. Vnitřní uspořádání CFA zesilovače je znázorněno na obr.4.2.



Obr.4.2: CFA: a) vnitřní uspořádání b) značka v programu PSpice

Princip CFA je patrný z obr.4.2. Vstupní část je tvořena napěťovým sledovačem ( $A=1$ ), jehož vstup je připojen na kladnou napěťovou (vysokoimpedanční) svorku. Invertující vstup je spojen s výstupem tohoto sledovače, jehož výstupní impedance je velmi malá, ideálně nulová, proto je vstupní odpor invertujícího (proudového) vstupu nulový. Jelikož se jedná o zesilovač s jednotkovým zesílením, není nutné toto zesílení dále uvažovat. Jelikož odpor  $R_X$  není v reálném obvodu nulový a napětí na bráně X(-) sleduje napětí na bráně Y(+), je rozdílové napětí vstupu CFA převedeno na proud  $I_X$  tekoucí z brány X.

$$I_X = \frac{U_N - U_I}{R_X}. \quad (4.3)$$

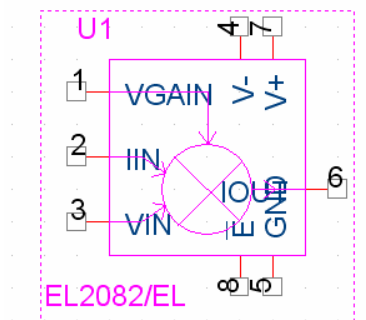
Střední část zesilovače CFA obsahuje proudový sledovač a transimpedanční stupeň  $Z_T$  (transimpedance), tvořený parazitním odporem  $R_T$  a parazitní kapacitou  $C_T$ . Proud  $I_X$  tekoucí nízkoimpedanční svorkou se snímá proudovým sledovačem a přenáší se na transimpedanční svorku C. Snímání proudu  $I_X$  se nejčastěji provádí pomocí proudových zrcadel zapojených ve výstupním obvodu jednotkového zesilovače. Proudový sledovač představuje zdroj proudu, tudíž je výstupní impedance transimpedanční svorky také vysoká. Proud  $I_X$  vytváří na transimpedanci  $Z_T$ , která dosahuje také vysokých hodnot, úbytek napětí  $U_T$ . V poslední části CFA je napětí  $U_T$  prostřednictvím oddělovacího zesilovače s jednotkovým zesílením a s nulovou výstupní impedancí přiváděno na výstup CFA, a proto platí:

$$U_O = U_T = I_X \cdot Z_T. \quad (4.4)$$

Parazitní kapacita dosahuje velmi malých (až zanedbatelných) hodnot než v porovnání s VFA. Přenos proměnné veličiny ( $I_x$ ) proudovými zrcadly vyvolá jen nepatrné variace napětí na vstupu oddělovacího zesilovače. Je tedy patrné, že i případnými parazitními kapacitami tohoto vstupu protéká zanedbatelný proud. U obvodu AD 844 dosahují dvojpóly  $R_T$ ,  $C_T$  a  $R_X$  těchto hodnot:  $R_T=3\text{M}\Omega$ ,  $C_T=4,5\text{pF}$ ,  $R_X=50\Omega$ .

#### 4.1.3 Analogová násobička EL2082 jako proudový konvektor CCII-

Analogové násobičky jsou komplexem obvodů s operačními zesilovači a dalšími obvody, které realizují násobení analogových signálů. Násobička EL2082 [14] je čtyřkvadrantová analogová proudová násobička. Čtyřkvadrantová násobička operuje se vstupními veličinami obou polarit a rovněž výstup může nabývat hodnot obou polarit. Tato násobička se nejčastěji využívá v obvodech pracujících v proudovém módu. Schématická značka je zobrazen na 4.3.



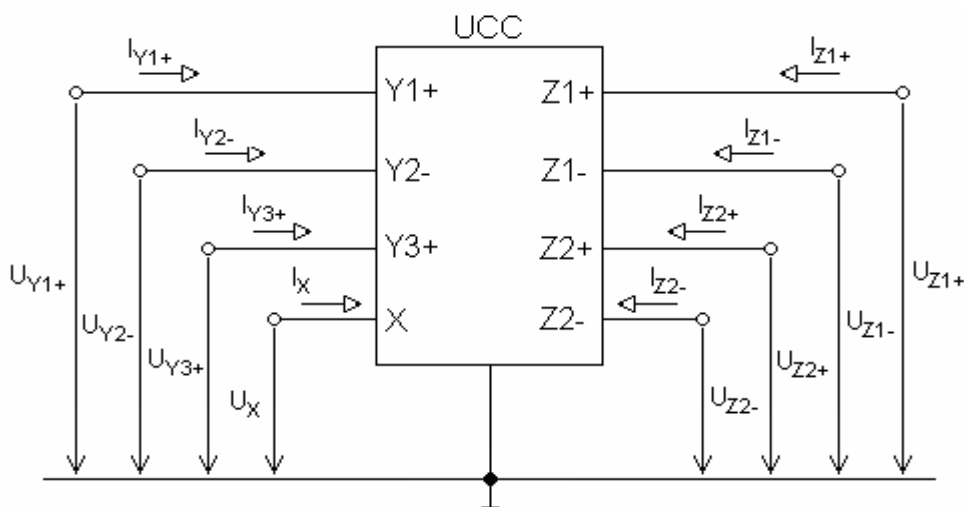
Obr.4.3: Schématická značka EL2082 v programu PSpice

Vstupní impedance obvodu je nízká a výstupní impedance je vysoká, to umožňuje získat velkou šířku pásma pro malé i velké signály. Pomocí EL2082 lze realizovat proudový konvektor CCII-, který umožňuje elektronické řízení proudového zisku v rozmezí od 0 do 2. Proudový vstup IIN se bude kopírovat na výstup IOU. Tento výstup je řízen pomocí svorky VGAIN. Přivedeme-li na vstup proud 1mA, na výstupu dostaneme proud 1mA za předpokladu, že přivedeme na řídicí svorku VGAIN napětí 1V. Přivedeme-li na svorku VGAIN napětí 2V, výstupní proud bude 2mA.

Pro nás důležitým parametrem je vstupní odpor proudové svorky, který je roven  $95\Omega$ . S tímto odporem je nutné při návrhu počítat.

#### 4.1.4 Univerzální proudový konvektor UCC

Univerzální proudový konvektor UCC (Universal Current Conveyor) [8] a [9] je definován jako osmibran, který byl zaveden na Ústavu telekomunikací VUT v Brně v roce 1999. Jeho největší předností je možnost realizace většiny hypotetických návrhových prvků (GCC, CMI, MCMI, MO-CF). Tato koncepce obsahuje tři vysokoimpedanční napěťové vstupy (terminály Y1, Y2 a Y3), přičemž dva jsou rozdílové (Y1 a Y2), dva součtové (Y1 a Y3), jeden nízkoimpedanční vstup (terminál X) a čtyři proudové výstupy s kladným, resp. záporným přenosem proudu ze svorky X (terminály Z1+, Z2+ a Z1-, Z2-). Schématická značka je naznačena na obr.4.4.



Obr.4.4: Schématická značka univerzálního proudového konvektoru

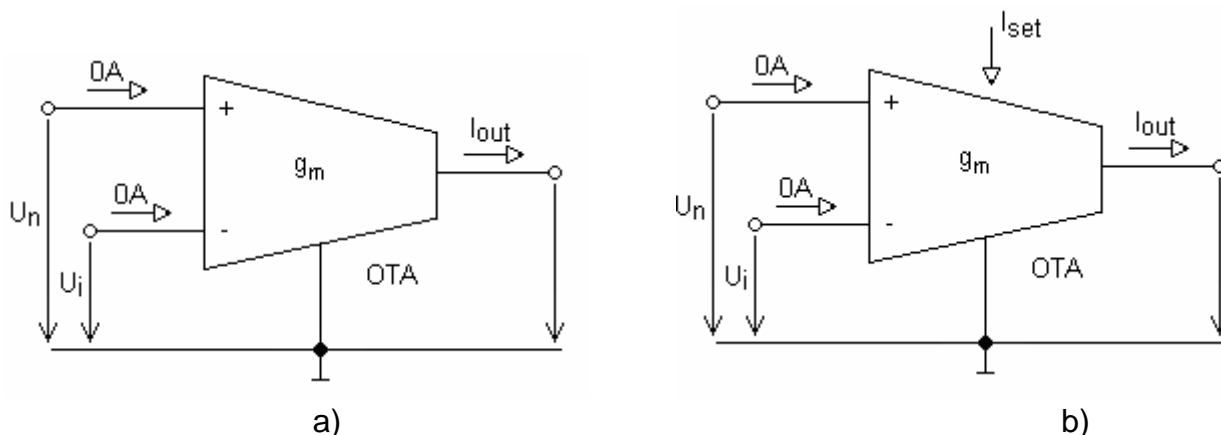
U univerzálního proudového konvektoru jsou vztahy mezi jednotlivými svorkami popsány následovně:

$$\begin{aligned} I_{Z1+} &= I_{Z2+} = I_X, \\ I_{Z1-} &= I_{Z2-} = -I_X, \\ I_{Y1+} &= I_{Y2-} = I_{Y3+} = 0, \\ U_X &= U_{Y1+} - U_{Y2-} + U_{Y3+}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Je patrné, že vhodným propojením svorek nebo jejich uzemněním lze realizovat různé typy proudových konvektorů. Obvod UCC byl vyroben firmou AMI Semiconductor pod označením UCC-N1B. Pouzdro integrovaného obvodu obsahuje kromě UCC také jednoduchý konvektor CCII+/-, aby obvod našel širší aplikační možnosti.

## 4.2 Transkonduktanční zesilovače (OTA)

Transkonduktanční zesilovače s jedním výstupem byly poprvé představeny veřejnosti v roce 1969 firmou RCA. V roce 1985 vydali R.L.Geier a S.E.Sánchez první publikace s tímto novým aktivním prvkem. Schématická značka OTA je uvedena na obr.4.5.



Obr.4.5: Schématická značka OTA zesilovače:  
a) s konstantní transkonduktancí, b) s nastavitelnou transkonduktancí.

Transkonduktanční zesilovač [10] a [11] je v podstatě zdroj proudu řízený vstupním diferenčním napětím, charakterizovaný přenosovou vodivostí neboli transkonduktancí  $g_m$ .

### 4.2.1 Transkonduktance $g_m$ [S]

Budeme-li uvažovat převodník typu napětí/proud s převodní konstantou  $K$ , který je zatížený rezistorem  $R$  a ke vstupním svorkám je připojen zdroj  $U_{in}$ , bude na výstupu proud  $k \times U_{in}$ . Rozměr hodnoty  $K$  lze určit z následujícího vztahu:

$$[K] = \frac{A}{V} = \frac{1}{\Omega} = S, \quad (4.6)$$

kde hodnota  $K$  představuje přímo transkonduktanci  $g_m$ .

Shoda jednotek napětí/proud = Siemens není náhodná. Analýzou obvodů, které vykazují transkonduktanci  $g_m$  obvykle zjistíme, že její hodnota je určována určitým rezistivním prvkem. V různých literaturách se často můžeme setkat s tím, že transkonduktance je udávána v jednotkách mho (ohm čteno pozpátku).

Oproti klasickému operačnímu zesilovači se liší OTA v těchto bodech:

- 1) OTA se chová jako ideální zdroj proudu, nikoli jako ideální zdroj napětí.
- 2) Vstupní diferenční napětí není nulové, protože transkonduktanční zesilovače mají z principu konečné zesílení a nevyžadují použití zpětné vazby.
- 3) Vstupní impedance je nekonečná, tudíž můžeme zanedbat proudy do vstupu.

Vstupní i výstupní impedance jsou ideálně nekonečné, jelikož OTA zesilovač je charakterizován konečnou, kmitočtově nezávislou transkonduktancí.

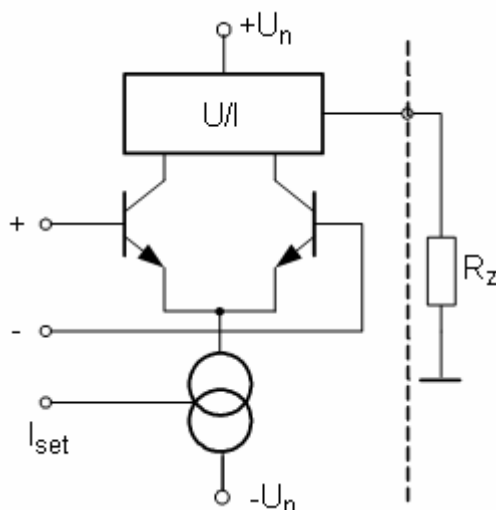
Výstupní proud závisí na vstupním diferenčním napětí podle rovnice:

$$I_{out} = g_m * (U_n - U_i), \quad (4.7)$$

kde  $U_n$  a  $U_i$  jsou napětí na neinvertujícím a invertujícím vstupu OTA zesilovače vztažené proti zemi a  $g_m$  představuje již dříve zmíněnou transkonduktanci.

Významnou vlastností transkonduktančního zesilovače je možnost řízení transkonduktance řídicím proudem  $I_{set}$  (obr.4.5b), čehož se využívá k elektrickému nastavování parametrů, např. k přeladování kmitočtových filtrů. Výhoda možnosti řízení  $g_m$  v širším rozsahu je zaplácena určitým omezením dynamického rozsahu přenosu (zvyšuje se zkreslení a šum).

Zjednodušená vnitřní struktura OTA zesilovače je zobrazena na Obr.4.6. Vstupní obvod je tvořen diferenciálním vstupem a převodníkem  $U/I$ . Výstup z tohoto převodníku je přímo výstupem OTA zesilovače. Transkonduktance je obvykle říditelná externím proudem  $I_{set}$ .



Obr.4.6: Zjednodušené vnitřní uspořádání transkonduktančního zesilovače s připojenou zátěží na výstupu



Zatížíme-li výstup tohoto převodníku zatěžovacím rezistorem  $R_z$  (obr.4.6), můžeme hodnotu výstupního napětí definovat rovnicí:

$$U_{out} = I_{out} * R_z = R_z * g_m * (U_n - U_i). \quad (4.8)$$

Prvky OTA jsou na trh dodávány v současné době mnoha výrobci. Komerčně dostupným prvkem OTA je např. obvod LT1228 (Linear Technology) nebo MAX436 (MAXIM-Dallas Semiconductor), což je rychlý širokopásmový OTA zesilovač s vysokou hodnotou vstupní i výstupní impedance.

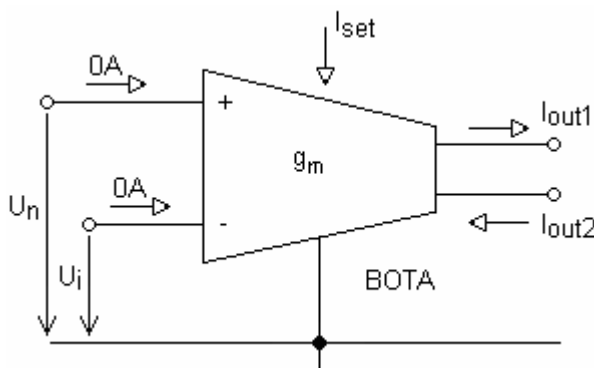
#### 4.2.2 Transkonduktanční zesilovače BOTA a MOTA

Již dříve bylo ukázáno, že transkonduktanční zesilovač není nic jiného než řízený zdroj. V podstatě se jedná o zdroj proudu řízený napětím, kde výstupní proud je dán vztahem:

$$I_{out} = g_m * (U_n - U_i), \quad (4.9)$$

kde  $g_m$  představuje transkonduktanci, kterou lze obvykle řídit z vnějšku proudem do řídicí svorky.

Transkonduktanční zesilovač BOTA (Ballanced Operational transconductance Amplifier) [12] se odlišuje pouze dalším výstupem s opačným směrem proudu. Na obr. 4.7 je ukázána schématická značka.



Obr.4.7: Schématická značka transkonduktančního zesilovače BOTA

Pro výstupní proudy platí následující vztah:

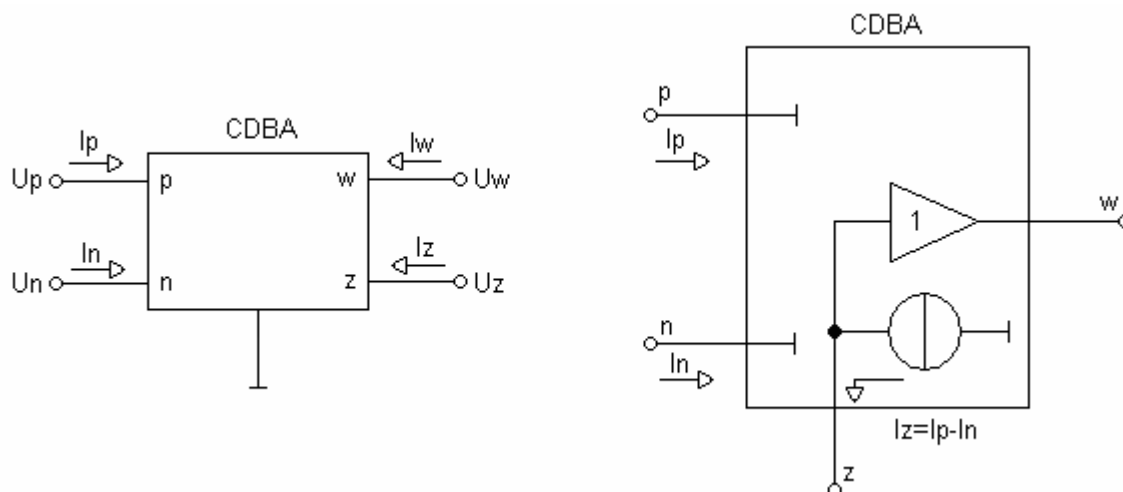
$$I_{out1} = I_{out2} = g_m * (U_n - U_i) \quad (4.10)$$

Zesilovače BOTA vyrábí např. firma MAXIM pod označením MAX 436 resp. MAX 435.

Transkonduktanční zesilovač MOTA (Multiple Operational transconductance Amplifier), jak je patrné z anglického názvu, se odlišuje pouze počtem proudových výstupů.

### 4.3 Prvek CDBA

Poprvé byl prvek CDBA publikován v roce 1999. Jedná se o čtyřbran, jehož schématická značka a zjednodušené vnitřní uspořádání je na obr. 4.8. [6]



Obr.4.8: Prvek CDBA: a) schématická značka b) zjednodušené vnitřní uspořádání

Prvek CDBA má dvojici diferenciálních nízkoimpedančních vstupů p a n. Obsahuje zdroj proudu řízený rozdílem dvojice vstupních proudů. Svorkou z poté teče proud, jehož hodnota je právě určena rozdílem proudů na vstupních svorkách. V důsledku průtoku tohoto proudu vznikne na této svorce napětí, které se kopíruje do napěťového výstupu w přes jednotkový zesilovač. Je patrné, že vztahy mezi bránovými veličinami jsou následující:

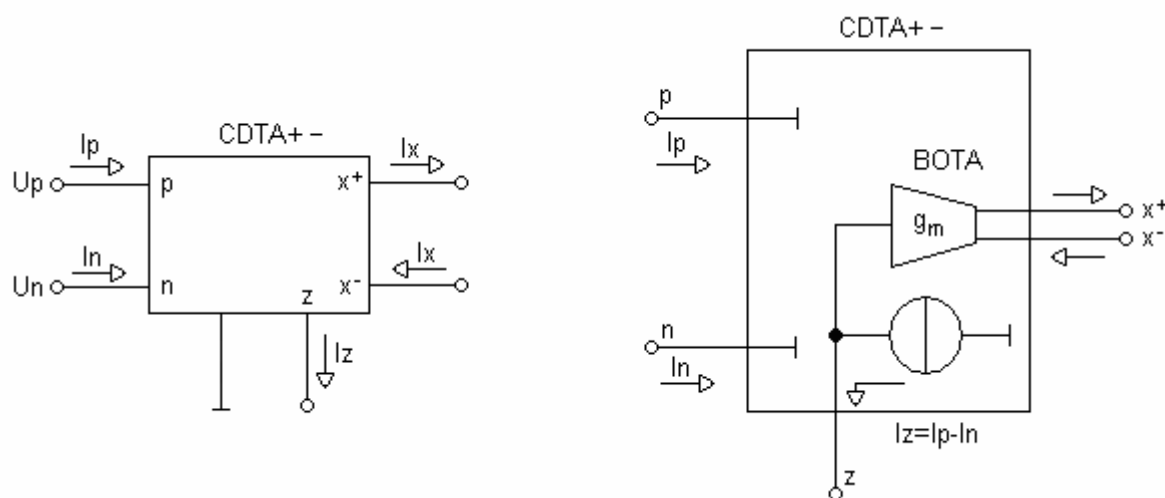
$$\begin{aligned} U_P &= U_N = 0, \\ I_Z &= I_P - I_N, \\ U_W &= U_Z. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Tento obvod dosud nebyl zařazen do výrobního programu žádného producenta integrovaných obvodů.

## 4.4 Prvek CDTA

Prvek CDTA [7] je podobný prvku CDBA s tím rozdílem, že výstupní jednotkový zesilovač je nahrazen transkonduktančním zesilovačem OTA, resp. BOTA (OTA s dvojicí proudových výstupů). Schématická značka a zjednodušené vnitřní uspořádání je na obr.4.9.

Prvek má opět diferenční nízkoimpedanční proudové vstupy p a n. Svorkou z teče rozdílový proud do vnější zátěže. Na této svorce vznikne napětí, které je přes transkonduktanci  $g_m$  konvertováno v proud, který je vyveden v páru na svorky x. Velikost transkonduktance  $g_m$  je možné řídit elektronicky z pomocné svorky.

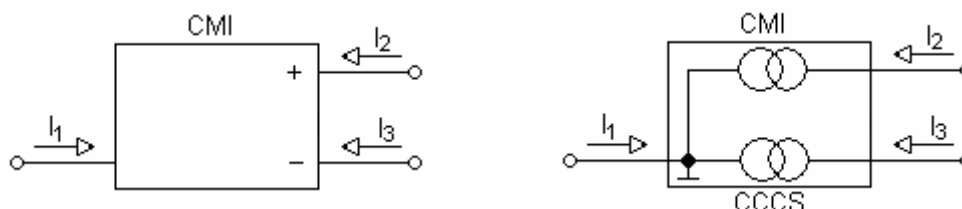


Obr.4.9: Prvek CDTA: a) schématická značka b) zjednodušené vnitřní uspořádání

Podle kombinace směru výstupních proudů rozlišujeme prvky CDTA++, CDTA+- a CDTA--. Buď mohou oba vytékat ven (CDTA++), jeden ven a druhý dovnitř (CDTA+-) nebo oba proudy dovnitř (CDTA--). Orientace proudů je většinou značena ve schématu znaménky u svorek x (viz. Obr.4.9). Pokud však ve schématu orientace výstupních proudů není vyznačena, předpokládá se, že proudy vytékají ven z obvodu.

## 4.5 Aktivní prvek CMI

Prvek CMI (Current Mirror and Inverter) [5] je zobecněný typ proudem řízeného zdroje proudů (CCCS), jehož schématická značka a ideální model je naznačen na obr.4.10.



Obr.4.10:a) Schématická značka CMI, b) Ideální model reprezentovaný CCCS

Tento prvek je uvažován pro aplikace pracující v čistě proudovém módu, u kterého jsou bránové proudy definovány vztahy  $I_3 = -I_1$ ,  $I_2 = I_1$ . Byl definován také obecný prvek MCMI (Multi-output CMI), který se liší pouze větším počtem výstupních proudových bran.

Pro potřeby návrhářů byl definován zobecněný prvek CMI označený jako GCMI. GCMI (Generalized Current Mirror and Inverter) je určen pouze pro návrh nových obvodů a při vlastní realizaci se využije příslušný typ CMI, v praxi realizovaný pomocí UCC. Schématická značka GCMI je na obr.4.11.



Obr.4.11: Schématická značka GCMI

Tento obvod je charakterizován dvěma rovnicemi :

$$I_3 = n_2 \cdot I_1, \quad I_2 = n_1 \cdot I_1, \quad (4.12)$$

kde  $n_1$  a  $n_2$  jsou proudové konstanty nabývající hodnot +1 nebo -1. Jedná se o proudové invertory nebo proudová zrcadla, případně o jejich kombinaci, tedy CMI+/+, CMI+/-, CMI-/+ a CMI-/-.

## 5 Postup návrhu kmitočtového filtru

Často se při návrhu nových obvodů s moderními aktivními prvky postupuje zkusmo, nebo na základě grafů signálových toků či přidružené transformace. Jako velmi výhodná metoda se mi jevila metoda autonomních obvodů [15], která se skládá z následujících kroků:

- 1) Návrh zobecněného autonomního obvodu obsahujícího pouze obecné aktivní prvky GCC a pasivní prvky (admitance).
- 2) Výpočet charakteristické rovnice (CE) autonomního obvodu (např. pomocí programu SNAP).
- 3) Volba jednotlivých dvojpólů a součinů koeficientů zobecněného aktivního prvku GCC pro požadovaný tvar charakteristické rovnice (pro kmitočtový filtr musí být splněna podmínka, že v charakteristické rovnici se vyskytují všechny mocniny Laplaceova operátoru  $p$ , tj. od  $p^0$  až po  $p^n$ , kde  $n$  je řád filtru a z důvodu stability filtru musí být všechny členy rovnice kladné).
- 4) Konkretizujeme pasivní prvky (admitance nahradíme rezistory nebo kapacitory).
- 5) Uzly autonomního obvodu jsou buzeny zdroji proudu nebo budící zdroje napětí jsou vkládány do větví. Odezva proudu je sledována ve větvích, odezva napětí v uzlech, podle toho o jaký pracovní režim se jedná. Ve vypočtené přenosové funkci (napěťové, proudové nebo smíšené) jsou vhodně zvoleny součiny koeficientů v čitateli přenosové funkce.
- 6) Určení koeficientů GCC pro varianty řešení splňující podmínky pro výsledný součin těchto koeficientů dle bodu 3 a 5.
- 7) Nahrazení zobecněného prvku GCC konkrétním aktivním prvkem.
- 8) Stanovení hledané přenosové funkce.

## 5.1 Zobecněný proudový konvektor (GCC)

Aby bylo možné při návrhu nových elektronických obvodů uvažovat co nejvíce typů proudových konvektorů, byl navržen zobecněný aktivní prvek, kterým je obecný tříbranový proudový konvektor [4]. Zobecněný proudový konvektor je popsán maticovou rovnicí (5.1):

$$\begin{matrix} (1) \\ (2) \\ (3) \end{matrix} \begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ b & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Koeficienty mohou nabývat hodnot:  $a=\{-1,1\}$ ,  $b=\{-1,0,1\}$ ,  $c=\{-1,1\}$ .

Maticovou rovnici lze jednoduše popsat následujícím způsobem. Bude-li v prvním řádku (1) koeficient  $a=1$ , jedná se o neinvertující proudový konvektor (CC). Jestliže koeficient  $a=-1$ , vznikne invertující proudový konvektor (ICC). Podle druhého řádku maticové rovnice (2), kde se setkáváme s koeficientem  $b$ , určujeme zda se jedná o proudový konvektor první, druhé nebo třetí generace. Bude-li  $b=1$ , jedná se o proudový konvektor první generace (CCI nebo ICCI). Uvažujeme-li  $b=0$ , mluvíme o proudovém konvektoru druhé generace (CCII nebo ICCII). Je-li  $b=-1$ , hovoříme o proudovém konvektoru třetí generace (CCIII nebo ICCIII). Ve třetím řádku (3) rovnice se setkáváme s koeficientem  $c$ , který nám udává zda se jedná o pozitivní nebo negativní proudový konvektor. Když koeficient  $c$  má hodnotu 1, jedná se o pozitivní proudový konvektor (např. CCII+). Jestliže  $c=-1$ , mluvíme o tzv. negativním proudovém konvektoru, označovaným znaménkem mínus (CCII-). Je patrné, že univerzální proudový konvektor GCC má vlastnosti dvanácti konkrétních konvektorů shrnutých v tabulce 5.1.

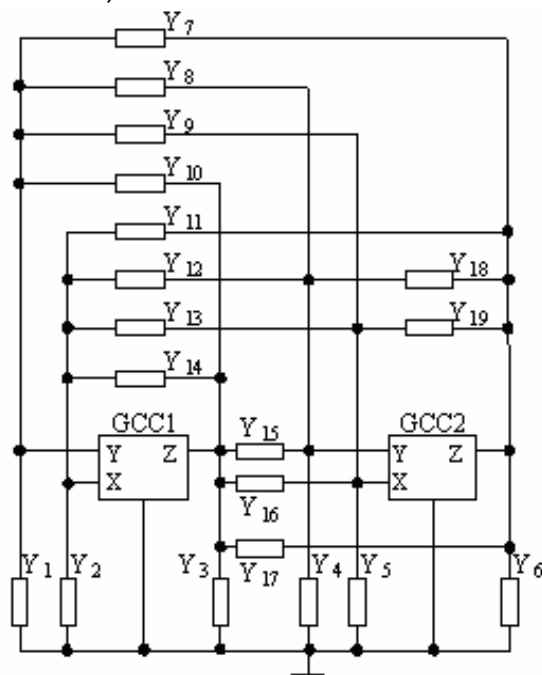
Tab.5.1: Konkrétní typy proudových konvektorů vzniklých z GCC

	Koeficienty maticové rovnice		
GCC	a	b	c
CCI+	1	1	1
CCI-	1	1	-1
CCII+	1	0	1
CCII-	1	0	-1
CCIII+	1	-1	1
CCIII-	1	-1	-1
ICCI+	-1	1	1
ICCI-	-1	1	-1
ICCII+	-1	0	1
ICCII-	-1	0	-1
ICCIII+	-1	-1	1
ICCIII-	-1	-1	-1

## 5.2 Návrh autonomních obvodů pomocí úplné admitanční sítě

Autonomní obvod je struktura pasivních a aktivních prvků, která není buzena zdrojem signálu ani není snímána napěťová nebo proudová odezva. Známe pouze charakteristickou rovnici (CE), což je determinant admitanční matice analyzované soustavy (získáme pomocí programu SNAP). Z tvaru CE zjistíme jaký řád filtru bude použitím daného autonomního obvodu možné realizovat. Při návrhu autonomních obvodů se často postupuje intuitivně. Mnohem výhodnější je vyjít z obecné admitanční sítě připojené ke dvěma prvkům GCC, viz obr. 5.1. [18]

Obvody se dvěma aktivními prvky jsou pro návrh zajímavé, protože pomocí nich lze snadno realizovat filtr 2. řádu. Aby výsledné zapojení vykazovalo minimální citlivost na změnu parametrů pasivních a aktivních prvků, je výhodné využívat struktury s minimálním počtem pasivních prvků. Při návrhu je snahou, aby pasivní prvky byly jedním koncem uzemněny, jelikož takové prvky se snadněji realizují v integrovaných obvodech. V případě návrhu filtru 2. řádu je vhodné použít čtyři pasivní prvky a dále je zpravidla možné realizovat v rámci jednoho obvodu více typů filtru (obvod je pak multifunkční).



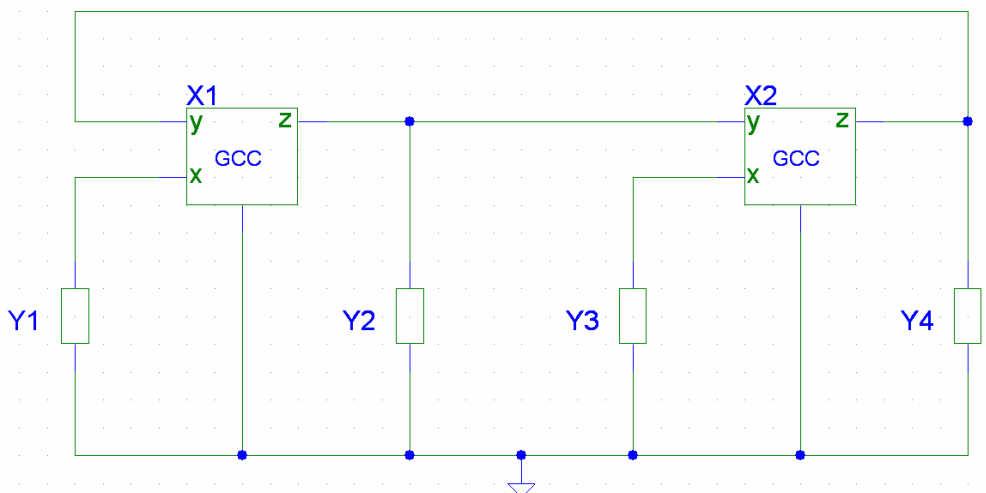
Obr.5.1: Autonomní obvod s úplnou admitanční sítí se dvěma prvky GCC

Z obr.5.1 je patrné, že plná admitanční síť je tvořena celkem devatenácti admitancemi a každá z nich může být nahrazena rezistorem, kapacitorem, jejich paralelní kombinací, zkratem nebo rozpojena. Autonomních obvodů odvozených z této sítě může být velké množství. Z tohoto obvodu bylo odvozeno sedm autonomních obvodů se čtyřmi uzemněnými pasivními prvky a padesát tři autonomních obvodů s pěti admitancemi, kdy byla preferována spojení s maximálním počtem uzemněných prvků. [5] Jedná se o zapojení, které mohou pracovat jako filtry druhého řádu v proudovém, napěťovém a smíšeném módu. Levá strana CE se bude vyskytovat ve jmenovateli přenosové funkce každého filtru, který bude z autonomního obvodu odvozen.

### 5.3 Návrh zvoleného kmitočtového filtru v proudovém módu

Snahou návrhu bylo nalezení multifunkčního kmitočtového filtru druhého řádu, kde budou využity jako aktivní prvky proudové konvejory. Tyto prvky se samostatně průmyslově nevyrábí, ale je možné je najít jako součást některých typů operačních zesilovačů, např. AD844 (CCII+) nebo EL2082 (CCII-).

Jako výchozí byl pro návrh využit autonomní obvod nakreslený na obr.5.2 vycházející z obecné admitanční sítě se dvěma prvky GCC (obr.5.1).



Obr.5.2: Autonomní obvod se dvěma prvky GCC

Toto zapojení je popsáno obecnou charakteristickou rovnicí (CE):

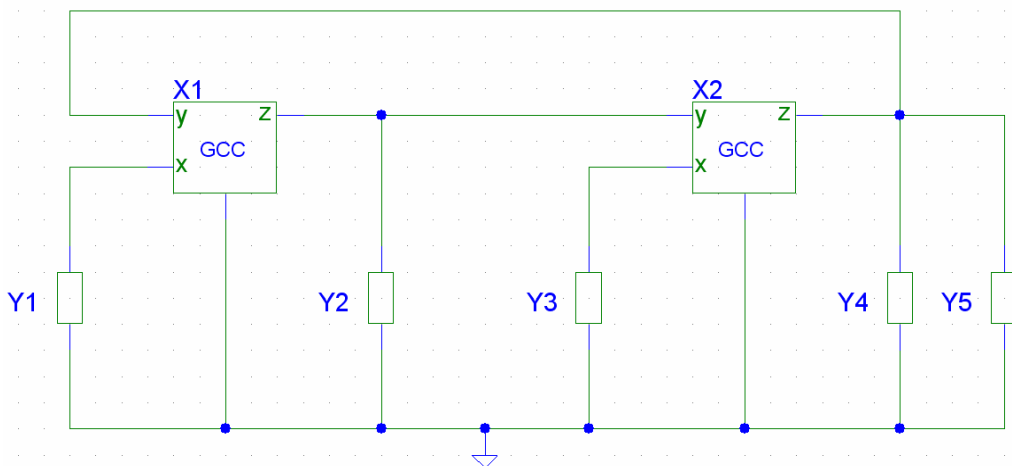
$$CE = Y_2 Y_4 + a_1 b_1 a_2 b_2 Y_1 Y_3 - a_1 b_1 Y_1 Y_2 - a_2 b_2 Y_3 Y_4 - a_1 c_1 a_2 c_2 Y_1 Y_3. \quad (5.2)$$

Z kapitoly 5.1 víme, že koeficienty proudových konvektorů druhé generace nabývají těchto hodnot:  $a_1=a_2=1$ ,  $b_1=b_2=0$ ,  $c_1=c_2=1$  (CCII+),  $c_1=c_2=-1$  (CCII-). Vhodnou volbou součinu koeficientů  $a_1 c_1 a_2 c_2 = 1$  docílíme toho, že všechny součiny admitancí v rovnici budou kladné, což představuje jednu z podmínek pro stabilitu výsledného filtru. Charakteristická rovnice tohoto obvodu poté přejde na tvar:

$$CE = Y_1 Y_3 + Y_2 Y_4 = 0. \quad (5.3)$$

Počet součinu admitancí v charakteristické rovnici (5.3) je roven pouze dvěma, což z hlediska stability nepředstavuje dostatečný počet pro konstrukci filtru druhého řádu, proto je nutné vhodnou volbou admitancí tento počet rozšířit. Nejjednodušší metodou je volba jedné z admitancí jako paralelní kombinaci dvou jiných admitancí (obr.5.3).





Obr.5.3: Rozšířený autonomní obvod se dvěma prvky GCC

Charakteristická rovnice tohoto obvodu je:

$$CE = Y_2 Y_4 + Y_2 Y_5 + a_1 b_1 a_2 b_2 Y_1 Y_3 - a_1 b_1 Y_1 Y_2 - a_2 b_2 (Y_3 Y_4 + Y_3 Y_5) - a_1 c_1 a_2 c_2 Y_1 Y_3. \quad (5.4)$$

Vhodnou volbou součinu koeficientů  $c_1 c_2 = -1$  se výraz (5.4) zjednoduší na tvar:

$$CE = Y_1 Y_3 + Y_2 Y_4 + Y_2 Y_5 = 0. \quad (5.5)$$

V tomto případě filtry odvozené z tohoto autonomního obvodu budou splňovat obě výše zmíněné podmínky stability.

Dále budeme volit za jednotlivé admitance pasivní součástky tak, aby se v rovnici objevovaly všechny mocniny komplexní proměnné  $p=j\omega$ . Všechny možné varianty jsou ukázány v tab.5.2. Pravá strana CE se bude vyskytovat ve jmenovateli přenosových funkcí všech druhů filtrů, které bude možné z autonomního obvodu navrhnout.

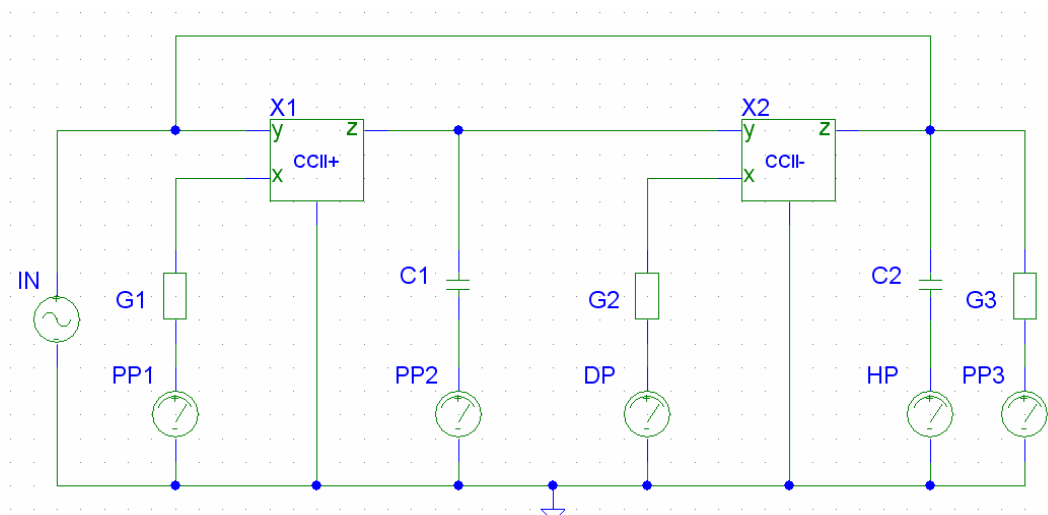
Tab.5.2: Možné varianty volby pasivních prvků

Varianta	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$	$Y_5$
A	$G_1$	$pC_1$	$G_2$	$pC_2$	$G_3$
B	$G_1$	$pC_1$	$G_2$	$G_3$	$pC_2$

Zvolíme-li např. variantu A, přejde CE (5.4) do tvaru:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p C_1 G_3 + G_1 G_2 = 0. \quad (5.6)$$

V navrženém autonomním obvodu (obr.5.3) nahradíme admitance příslušnými pasivními prvky podle varianty A (tab.5.1) a proudové prvky GCC nahradíme příslušnými, námi zvolenými, proudovými konvejory druhé generace. Výsledné zapojení v proudovém módu je znázorněno na obr.5.4. Budící proudový zdroj je vhodné připojit mezi uzel a zem a proudová odezva se snímá mezi dvojpólem a zemí.



Obr.5.3: Multifunkční filtr pracující v proudovém módu

Komplexní přenosové funkce proudu navrženého filtru buzeného proudem  $I_{IN}$  jsou:

$$K_{DP} = \frac{I_{DP}}{I_{IN}} = -\frac{G_1 G_2}{CE}, \quad (5.7a)$$

$$K_{HP} = \frac{I_{HP}}{I_{IN}} = -\frac{p^2 C_1 C_2}{CE}, \quad (5.7b)$$

$$K_{PP1} = \frac{I_{PP1}}{I_{IN}} = -\frac{p C_1 G_1}{CE}, K_{PP2} = \frac{I_{PP2}}{I_{IN}} = -\frac{p C_1 G_1}{CE}, K_{PP3} = \frac{I_{PP3}}{I_{IN}} = -\frac{p C_1 G_3}{CE}, \quad (5.7c, 5.7.d, 5.7e)$$

kde  $CE$  je charakteristická rovnice (5.6). Z rovnic (5.7) je patrné, že navržený multifunkční filtr lze využít jako invertující dolní (5.7a), horní (5.7b) a pásmovou propust (5.7c,d,e).

Pro výpočet hodnot konkrétních pasivních prvků zvoleného kmitočtového filtru budou použity výpočetní vztahy z literatury [3] a [12]. Cílem návrhu je maximálně plochá modulová charakteristika, kterou zajišťuje Butterworthova aproximace s hodnotou činitele jakosti  $Q=0,7071$ . Je nutné si také zvolit mezní kmitočet, např.  $f_m=10\text{kHz}$ .

Dále je vhodné aby přenos v propustném pásmu byl roven  $K_0=1$  ( $K_0=0\text{dB}$ ). Prvním krokem je úprava rovnice (5.6) tak, aby člen s nejvyšší mocninou komplexní proměnné byl roven jedné. Toho dosáhneme vydělením celé rovnice výrazem  $C_1 C_2$  a dostaneme rovnici ve tvaru:

$$p^2 + p \frac{G_3}{C_2} + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2} = 0. \quad (5.8)$$

Dalším krokem je vhodná úprava jedné z rovnic (5.7). Chceme-li se přiblížit přenosu  $K_0=0\text{dB}$ , upravíme např. rovnici (5.6a) tak, abychom mohli přenos vhodně vyjádřit. Rovnici (5.7a) rozšíříme vhodným výrazem tak, abychom u nejvyšší

komplexní proměnné  $p$  jmenovatele dostali jedničku a mohli snadno  $K_0$  vyjádřit. Rovnice je poté dána vztahem:

$$K_{DP} = \frac{K_0 \omega_p^2}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2} = - \frac{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}{p^2 + p \frac{G_3}{C_2} + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}. \quad (5.9)$$

Z rovnice (5.9) je patrný vztah, kterým lze vyjádřit přenos propustného pásma dolní propusti  $K_0$

$$K_{0DP} = \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2 \omega_p^2} = \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2 \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} = 1. \quad (5.10)$$

Ze vztahu (5.10) je zřejmé, že přenos v propustném pásmu DP  $K_0=1$  ( $K_0=0\text{dB}$ ) bude vždy zajištěn. Stejně tak bude zajištěn také pro horní propust (HP) a pásmovou propust 3 (PP3). V případě pásmových propustí 1 a 2 (PP1 a PP2) je nutné pro přenos v propustném pásmu  $K_0=1$  ( $K_0=0\text{dB}$ ) zajistit podmínku:  $G_1=G_3$ , která je patrná z následujícího vztahu: (5.11).

$$K_{0PP1,2} = \frac{G_1}{C_2 \frac{\omega_p}{Q_p}} = \frac{G_1}{C_2 \frac{G_3}{C_2}} = \frac{G_1}{G_3} = 1. \quad (5.11)$$

Následně pomocí vztahů pro charakteristickou frekvenci filtru a činitel jakosti  $Q$  vypočítáme hodnoty pasivních prvků. Charakteristická rovnice představuje jmenovatel obvodu rovný nule a lze ji obecně vyjádřit jako:

$$CE = p^2 b_2 + p b_1 + b_0 = 0, \quad (5.12)$$

kde podle rovnice (5.6) je  $b_2=C_1 C_2$ ,  $b_1= C_1 G_3$ ,  $b_0=G_1 G_2$ .

Charakteristická frekvence je dána vztahem:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}. \quad (5.13)$$

Pro činitel jakosti platí tento vztah:

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2 C_1 C_2}{(C_1 G_3)^2}}. \quad (5.14)$$

Rovnice pro činitel jakosti (5.14) obsahuje 5 neznámých, tudíž je nutné vhodně volit 3 pasivní prvky a zbylé dva dopočítat. Při volbě těchto prvků musíme dbát na všechny výše zmíněné podmínky a snažit se, aby se hodnoty co nejvíce blížili vyráběným řadám. Tradičně se při návrhu filtru volí hodnoty kapacitorů a hodnoty vodivostí se poté dopočítávají. Jelikož v našem filtru je nutné volit 3 pasivní prvky, jeví se varianta, kdy volíme hodnoty vodivostí a hodnoty kapacitorů se poté dopočítávají, jako výhodnější.

Volíme hodnoty vodivostí  $G_1=G_3=1,0417 \cdot 10^{-3}$  S a  $G_2=9,9502 \cdot 10^{-4}$  S. Další známé veličiny jsou mezní kmitočet  $f_m=10\text{kHz}$  a činitel jakosti  $Q=0,7071$ .

Z rovnice (5.13) vyjádříme hodnotu kapacitoru  $C_2$ , kterou zapíšeme ve tvaru:

$$C_2 = \frac{G_1 G_2}{C_1 \omega_0^2} = \frac{G_1 G_2}{C_1 (2\pi f_m)^2} = \frac{1,0417 \cdot 10^{-3} \cdot 9,9502 \cdot 10^{-4}}{C_1 (2\pi \cdot 10 \cdot 10^3)^2} = \frac{2,6255 \cdot 10^{-16}}{C_1}. \quad (5.15)$$

Do rovnice pro činitel jakosti  $Q$  (5.14) dosadíme vztah (5.15) a dostáváme výslednou hodnotu kapacitoru  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{G_1 G_2}{G_3 Q \omega_0} = \frac{G_1 G_2}{G_3 Q (2\pi f_m)} = \frac{1,0417 \cdot 10^{-3} \cdot 9,9502 \cdot 10^{-4}}{1,0417 \cdot 10^{-3} \cdot 0,7071 \cdot (2\pi \cdot 10 \cdot 10^3)} = 22,396 \text{ nF}. \quad (5.16)$$

Nakonec dopočítáme hodnotu kapacity  $C_2$  z rovnice (5.15)

$$C_2 = \frac{2,6255 \cdot 10^{-16}}{C_1} = \frac{2,6255 \cdot 10^{-16}}{22,396 \cdot 10^{-9}} = 11,723 \text{ nF}. \quad (5.17)$$

Výsledné hodnoty kapacitorů a hodnoty rezistorů (převrácená hodnota vodivosti) při  $f_m=10\text{kHz}$  a  $Q=0,7071$  jsou:

$$R_1 = R_3 = 960 \Omega, R_2 = 1005 \Omega, C_1 = 22,396 \text{ nF}, C_2 = 11,723 \text{ nF}. \quad (5.18)$$

Hodnoty zaokrouhlíme do vyráběných řad a dostaneme výsledné hodnoty použité při realizaci:

$$R_1 = R_3 = 910 \Omega, R_2 = 910 \Omega, C_1 = 22 \text{ nF}, C_2 = 10 \text{ nF}. \quad (5.19)$$

Z výsledných hodnot je patrné, že bylo počítáno také s hodnotami odporů proudových vstupů u obou použitých integrovaných obvodů (u AD844  $\rightarrow 50 \Omega$  a u EL2082  $\rightarrow 95 \Omega$ ), což je při přesném návrhu velmi nutné. Při volbě hodnot odporů  $R_1=50 \Omega$  ( $R_{\text{vst}}$  AD844) a  $R_2=95 \Omega$  ( $R_{\text{vst}}$  EL2082) je možné tyto odpory ze zapojení úplně vyřadit, což by bylo velmi výhodné. Jelikož však výstupní napětí je měřeno jako úbytek napětí na těchto rezistorech, je tato možnost v našem zapojení nevyužita. Nyní jsme schopni vypočítat přenos  $K_0$  propustného pásma dolní propusti z rovnice (5.10):

$$K_{0DP} = \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2 \omega_p^2} = \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2 (2\pi f_m)^2} = \frac{1,0417 \cdot 10^{-3} \cdot 9,9502 \cdot 10^{-4}}{22,396 \cdot 10^{-9} \cdot 11,723 \cdot 10^{-9} (2\pi \cdot 10 \cdot 10^3)^2} = 1, \quad (5.20)$$

v decibelové míře:

$$K_{0DP} [dB] = 20 \log K_{0DP} = 20 \log 1 = 0 dB. \quad (5.21)$$

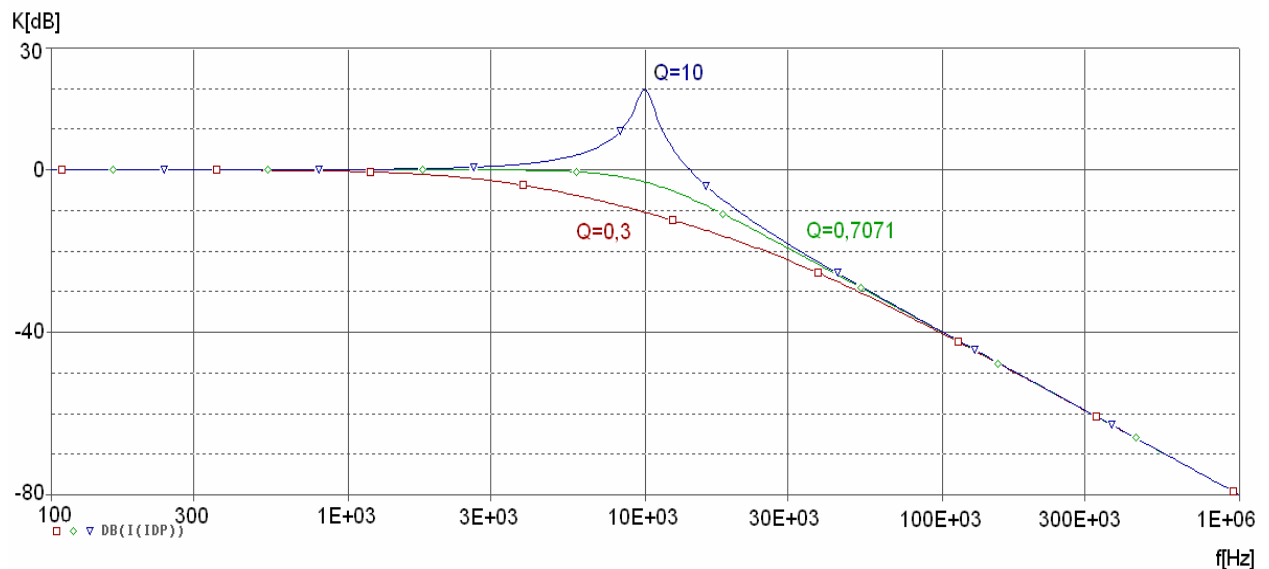
Z výsledku je patrné, že pokud použijeme správné návrhové vztahy, vždy docílíme přenosu v propustném pásmu dolní propusti  $K_0=1$  ( $K_0=0dB$ ). Obdobným postupem bychom docílili stejných hodnot pasivních prvků také u horní propusti a všech pásmových propustí za dodržení všech výše zmíněných podmínek.

### 5.3.1 Nastavování činitele jakosti

Z rovnic (5.13) a (5.14) vidíme, že navržený filtr umožňuje nezávislou změnu činitele jakosti  $Q$  na charakteristické frekvenci pomocí rezistoru  $R_3$ . Rovnici (5.14) upravíme do tvaru potřebného pro stanovení určené hodnoty činitele jakosti. Jako výchozí hodnoty byly voleny  $Q = 0,3$ ;  $0,7071$ ;  $10$ . Pro stanovení odporu  $R_3$  při  $Q = 0,3$  platí vztah: (5.22)

$$G_3 = \frac{\sqrt{G_1 G_2 C_1 C_2}}{Q \cdot C_1} = \frac{\sqrt{1,0417 \cdot 10^{-3} \cdot 9,9502 \cdot 10^{-4} \cdot 22 \cdot 10^{-9} \cdot 11 \cdot 10^{-9}}}{0,3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 2,4 \cdot 10^{-3} S \rightarrow R_3 = 417 \Omega \quad (5.22)$$

Pomocí stejného vztahu docílíme výsledných hodnot rezistoru  $R_3$  také pro činitele jakosti  $Q = 0,7071$  ( $R_3 = 960 \Omega$ ) a  $Q = 10$  ( $R_3 = 13,9 k\Omega$ ). Výsledná amplitudová charakteristika dolní propusti pro různé hodnoty činitele jakosti  $Q$  je znázorněna na obr.5.4.

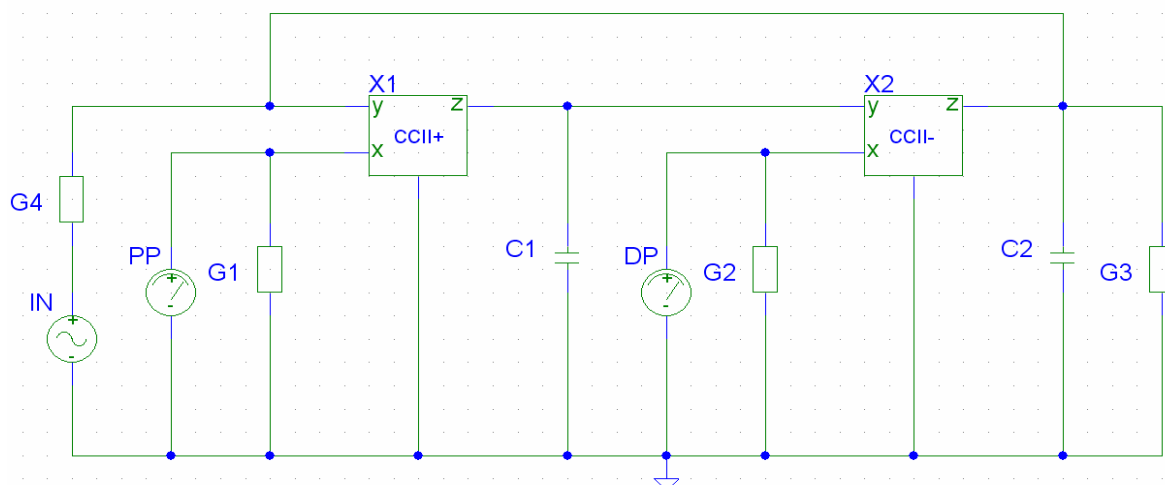


Obr.5.4: Amplitudová charakteristika dolní propusti pro  $Q = 0,3$ ;  $0,7071$ ;  $10$

Z výsledku je patrné, že pro hodnotu činitele jakosti  $Q = 10$  se dolní propust chová jako nesymetrická pásmová propust. Pro nastavování parametrů filtrů se v současné době nejčastěji používají digitální potenciometry, u kterých je největší výhoda ta, že zamezují vzniku špatného kontaktu mezi odporovou dráhou a jezdcem, ke kterému dochází u mechanických potenciometrů. Další nespornou výhodou je ušetření místa, neboť jsou vyráběny v pouzdrech jako integrované obvody.

## 5.4 Návrh zvoleného filtru použitelného v praxi

Z kapitoly 3.2 víme, že v praxi neexistují přístroje, které umožňují proudové buzení obvodu a současně z něho proud přímo měřit. Je nutné použít na vstupu převodník U/I (např. LM13700) a na výstupu převodník I/U (např. AD844). Tato varianta se vzhledem k velkému počtu integrovaných obvodů nejeví jako nejvhodnější. V našem filtru využijeme na vstupu tzv. duality zdroje napětí a proudu. To znamená, že kombinace zdroje napětí v sérii s rezistorem se jako celek chová jako zdroj proudu. Napěťová odezva se snímá v uzlu obvodu vůči zemi. Výsledné zapojení je na obr.5.5.



Obr.5.5: Multifunkční filtr pracující v „proudovém módu“ realizující v praxi

Z návrhu je patrné, že v praxi realizujeme pouze filtr typu PP a DP. Realizace HP je možná vhodným připojením převodníku I/U (AD844), který má ale odpor proudového vstupu  $50\Omega$ , což způsobuje nárůst počtu nul a pólů přenosu v komplexní rovině filtračních funkcí. Tato změna způsobuje nežádoucí deformaci amplitudových charakteristik. Největší změna se projeví u PP, ze které se vlivem tohoto odporu stává nesymetrická PP (viz. příloha 4b). Po dohodě s vedoucím bakalářské práce bude v praktickém návrhu realizována pouze dolní a pásmová propust.

Komplexní přenosové funkce napětí navrženého filtru buzeného napětím  $U_{IN}$  jsou:

$$K_{DP} = \frac{U_{DP}}{U_{IN}} = \frac{G_1 G_4}{CE}, \quad (5.23a)$$

$$K_{PP} = \frac{U_{PP}}{U_{IN}} = \frac{C_1 G_4}{CE}, \quad (5.23b)$$

kde CE je charakteristická rovnice:

$$CE = p^2 C_1 C_2 + p(C_1 G_4 + C_1 G_3) + G_1 G_2 = 0. \quad (5.24)$$

Použijeme-li stejné výpočetní vztahy a úpravy jako v předchozí kapitole, pro přenos filtru typu DP platí:

$$K_{DP} = \frac{K_0 \omega_p^2}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2} = \frac{\frac{G_1 G_4}{C_1 C_2}}{p^2 + p \frac{C_1 G_4 + C_1 G_3}{C_1 C_2} + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}. \quad (5.25)$$

Z rovnice (5.25) lze vyjádřit přenos v propustném pásmu  $K_0$ :

$$K_{0DP} = \frac{G_1 G_4}{C_1 C_2 \omega_p^2} = \frac{G_1 G_4}{C_1 C_2} \frac{G_1 G_2}{G_1 G_2} = \frac{G_1 G_4}{G_1 G_2}. \quad (5.26)$$

Ze vztahu (5.26) je patrné, že pokud chceme zachovat podmínku  $K_0=1$  ( $K_0=0\text{dB}$ ), musíme dodržet rovnost  $G_4=G_2$ .

Přenos filtru typu PP je dán vztahem:

$$K_{PP} = \frac{K_0 p \frac{\omega_p}{Q_p}}{p^2 + p \frac{\omega_p}{Q_p} + \omega_p^2} = \frac{p \frac{C_1 G_4}{C_1 C_2}}{p^2 + p \frac{C_1 G_4 + C_1 G_3}{C_1 C_2} + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}. \quad (5.27)$$

Přenos v propustném pásmu  $K_0$  je dán vztahem:

$$K_{0PP} = \frac{C_1 G_4}{C_1 C_2 \frac{\omega_p}{Q_p}} = \frac{C_1 G_4}{C_1 C_2} \frac{C_1 G_4 + C_1 G_3}{C_1 G_4 + C_1 G_3} = \frac{C_1 G_4}{C_1 G_4 + C_1 G_3}. \quad (5.28)$$

Je patrné, že pokud požadujeme přenos  $K_0=1$  je nutné vyřadit vodivost  $G_3$  ze zapojení filtru ( $R_3=0\Omega$ ). Pro ověření správnosti našeho návrhu při zachování hodnot

filtru v proudovém módu vypočítáme charakteristickou frekvenci a činitel jakosti upraveného filtru pro praktickou realizaci.

$$\omega_0 = 2\pi f_m = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}}, \quad (5.29)$$

kde mezní kmitočet  $f_m$  je:

$$f_m = \frac{\sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}}{2\pi} = \frac{\sqrt{\frac{1,0417 \cdot 10^{-3} \cdot 9,9502 \cdot 10^{-4}}{22,396 \cdot 10^{-9} \cdot 11,723 \cdot 10^{-9}}}}{2\pi} = 10 \text{ kHz}. \quad (5.30)$$

Pro činitel jakosti  $Q$  platí:

$$Q = \sqrt{\frac{b_0 b_2}{b_1^2}} = \sqrt{\frac{G_1 G_2 C_1 C_2}{(C_1 G_4 + C_1 G_3)^2}} = \sqrt{\frac{1,0417 \cdot 10^{-3} \cdot 9,9502 \cdot 10^{-4} \cdot 22,396 \cdot 10^{-9} \cdot 11,723 \cdot 10^{-9}}{(22,396 \cdot 10^{-9} \cdot 1,0989 \cdot 10^{-3} + 22,396 \cdot 10^{-9} \cdot 0)^2}} = 0,7071. \quad (5.31)$$

Z výsledku je patrné, že hodnoty všech součástek budou stejné jako u filtru z obr.5.3 s podmínkami  $R_4=R_2$  a  $R_3=0$ . Vztah (5.31) může vést k tomu, že nebyla dodržena podmínka  $R_4=R_2$ . Velikosti těchto odporů jsou odlišné z toho důvodu, že bylo nutné počítat s odporem proudového vstupu IO EL2082, který je  $95\Omega$ . Při nulové hodnotě odporu  $R_3$  zaniká možnost nastavovat činitel jakosti nezávisle na ostatních prvcích obvodu. V upraveném obvodu pro praktickou realizaci je nastavování činitele jakosti nezávisle na mezním kmitočtu možné pomocí rezistoru  $R_4$ . Je ale nutné mít na paměti podmínku:  $R_4=R_2$ . Tudíž po domluvě s vedoucím bakalářské práce nebude v praktické realizaci nastavování činitele jakosti realizováno.

### 5.4.1 Citlivostní analýza

Cílem citlivostní analýzy [16] kmitočtových filtrů je zjistit, do jaké míry ovlivní tolerance pasivních (případně i aktivních) prvků výsledný tvar modulové kmitočtové charakteristiky. Byly zvoleny tolerance rezistorů a kondenzátorů 1% a sledovaná veličina byla volena mezní frekvence. Součástí citlivostní analýzy je také výsledek sledované veličiny (mezní kmitočet) při nejhorší možné kombinaci součástek (Worst Case – nejhorší případ vůbec). Na obr. 5.6. je znázorněn výsledek citlivostní analýzy dolní propusti.



Parameters							
Component	Parameter	Original	@Min	@Max	Rel Sensitivity	Log	
R4	VALUE	910	900.9000	919.1000	117.1258	66	
C1	VALUE	22n	22.2200n	21.7800n	-105.3762	64	
R1	VALUE	910	919.1000	900.9000	-99.8980	64	
R2	VALUE	910	919.1000	900.9000	-95.4477	63	
C2	VALUE	10n	9.9000n	10.1000n	11.1846	33	

Specifications							
◆	On/Off	Profile	Measurement	Original	Min	Max	
✔	<input checked="" type="checkbox"/>	Idael.sim	Cutoff_Lowpass_3dB(V(UDP))	9.4567k	9.0309k	9.8904k	
Click here to import a measurement created within PSpice...							

Obr.5.6: Výsledek citlivostní analýzy dolní propusti

Při uvažování tolerance součástek u rezistorů i kondenzátorů 1% lze výše uvedenou analýzou zjistit, že maximální odchylka mezního kmitočtu bude v nejhorším případě  $\pm 210$  Hz. K této hodnotě se dostaneme také pomocí ručního výpočtu podle vztahu (5.32):

$$\Delta f_m = \sqrt{(S_{R1}^{f-3dB})^2 + (S_{R2}^{f-3dB})^2 + (S_{R4}^{f-3dB})^2 + (S_{C1}^{f-3dB})^2 + (S_{C2}^{f-3dB})^2} = \sqrt{(-99,9)^2 + (-95,4)^2 + (117,1)^2 + (-105,4)^2 + (11,2)^2} = \pm 210 \text{ Hz.} \quad (5.32)$$

Udávány jsou semirelativní citlivosti [Hz/%]. Přepočet na relativní citlivosti je následující (např. pro R2):

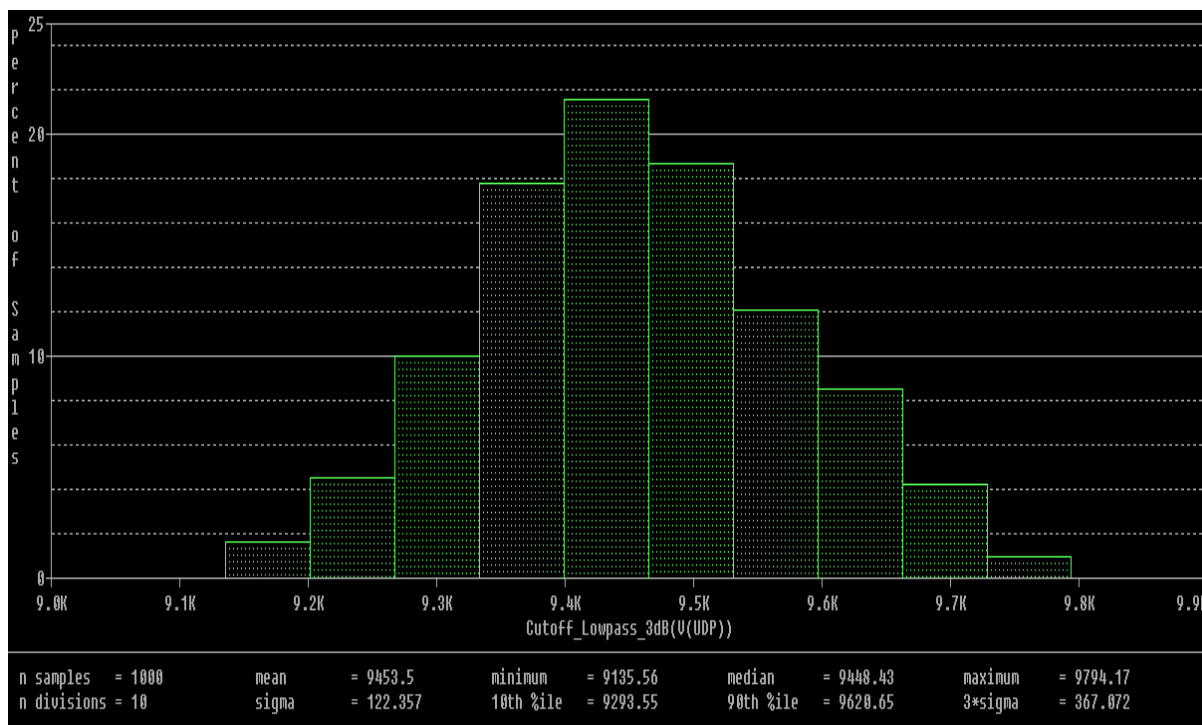
$$S_{R2}^{f-3dB} = \frac{\partial f_c}{\partial R2} \times \frac{R2}{100} \times \frac{100}{f_c} = -95.4477 \times \frac{100}{9,4567 \cdot 10^3} = -1,0093\% \quad (5.33)$$

Z výsledku je patrné, že dojde-li ke změně nominální hodnoty odporu R2 o 1%, změni se mezní kmitočet o -1,0093% (zmenší se o 1%), což je velmi dobrý výsledek. Je patrné že u dolní propusti vykazuje nejmenší citlivost na změnu od nominální hodnoty kondenzátor C2 (0,12%). Podobně bychom postupovali také u stanovení citlivosti pásmové propusti.

## 5.4.2 Toleranční analýza Monte Carlo

Analýza Monte Carlo [17] spočívá v simulaci hromadné výroby navrženého filtru. Během analýzy jsou parametry prvků vybírány náhodně z tolerančního intervalu. Pro každý výběr se stanoví hledaná funkce obvodu (v našem případě mezní kmitočet). Při dostatečném počtu výběrů jsme schopni stanovit v jakém intervalu bude ležet sledovaná funkce. Výsledkem toleranční analýzy je pak svazek křivek (kmitočtových charakteristik) reprezentovanými jednotlivými běhy simulace.

Přehlednější je výsledek zobrazit pomocí histogramu (analýzy hromadné výroby – Monte Carlo) ukazující rozptyl mezního kmitočtu při námi stanovené toleranci součástek. Na obr. 5.7. je histogram ukazující rozptyl mezního kmitočtu dolní propusti při 1% toleranci rezistorů a kondenzátorů.



Obr.5.7: Histogram (mezní kmitočet dolní propusti)

Z výsledku je patrné, že s pravděpodobností 21% by měl mezní kmitočet ležet v intervalu 9,38 až 9,46 kHz. Většina vyrobených filtrů by měla mezní kmitočet 9,45 kHz. V nejhorším případě bude mezní kmitočet 9,14 kHz nebo 9,79 kHz. Nutno připomenout, že díky zaokrouhlování kondenzátorů do výrobních řad není mezní kmitočet 10 kHz, ale o něco méně. Obdobně by bylo možné provést analýzy také pro pásmovou propust.

## 6 Realizace navrženého filtru

### 6.1 Doplnění zapojení navrženého filtru nezbytnými součástkami

Před realizací desky plošných spojů je nutné doplnit navržené zapojení důležitými součástkami zajišťující jeho správnou funkci. Základem pro korektní funkci zapojení bylo doplnění o blokovací kondenzátory, které mají za úkol zásobovat blokováný obvod elektrickým proudem při rychlých změnách jeho odběru. Mají být zapojeny co nejbližší napájecím vývodům integrovaného obvodu. Snižuje se tak působení impedance přírodních cest, jimiž je obvod připojen k napájecímu zdroji.

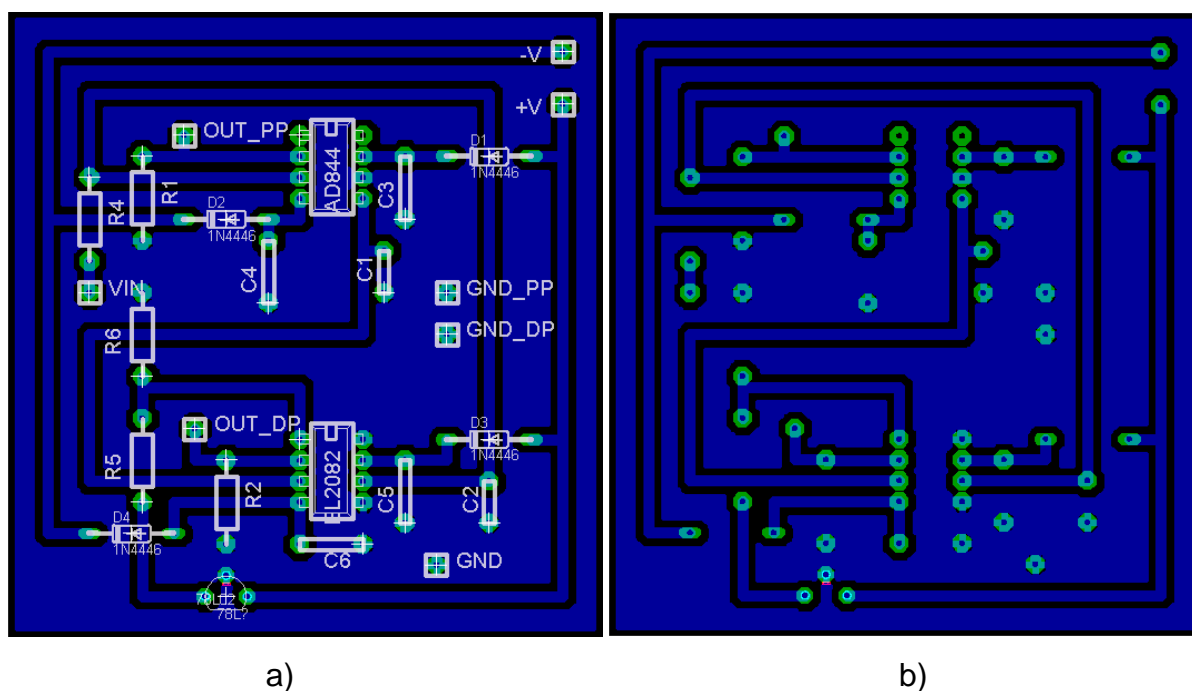
Dále musí být schopen dodávat elektrickou energii dostatečně rychle, podle požadavků integrovaného obvodu. Tedy čím je integrovaný obvod rychlejší, tím rychlejší jsou i změny jeho proudového odběru a tím kvalitnější blokovací kondenzátor (s menší parazitní vnitřní sériovou indukčností) musí být použit. Konkrétně v zapojení byly použity kondenzátory keramické.

Dále bylo zapojení doplněno také o ochranné diody, sloužící k ochraně proti přepólování napájecího napětí.

Dalším nezbytným prvkem pro správný chod navrženého filtru je stabilizátor napětí, který v kombinaci s vhodným napěťovým děličem vytváří napětí 1V, které je nutné pro požadovanou funkci integrovaného obvodu EL2082 (viz. Kapitola 4.1.3).

## 6.2 Návrh desky plošných spojů

K realizaci desky plošných spojů byl použit program Eagle 4.15 [18], který slouží pro návrh plošných spojů. Nejprve bylo navržené schéma překresleno do výše zmíněného programu. Poté byla ze schématu vygenerována deska plošných spojů. Dále bylo nutné součástky vhodně rozmístit a propojit je vodivými cestami. Výsledná deska plošných spojů a předloha pro výrobu navrženého filtru je zobrazena na obr. 6.1.

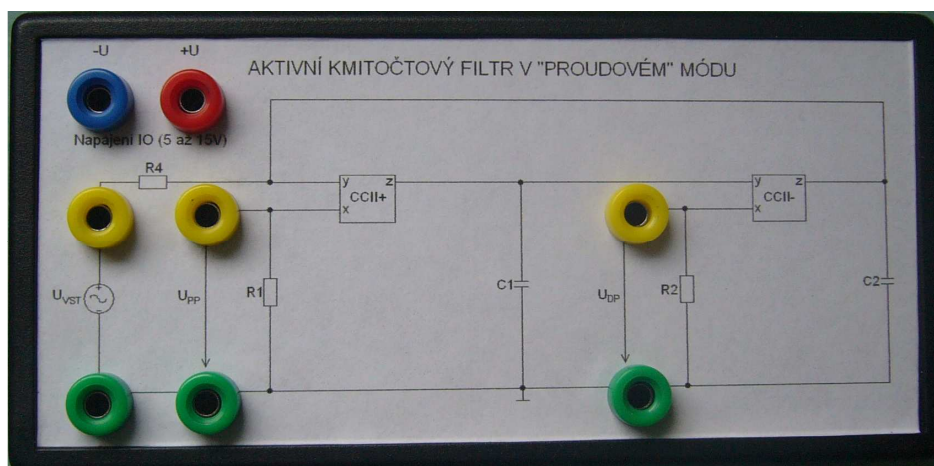


Obr.6.1: Výsledná deska plošných spojů (a) a předloha pro výrobu (b)

Rozměry desek plošných spojů neodpovídají skutečným rozměrům. Skutečné rozměry desky plošných spojů jsou na přiloženém CD (soubor ve formátu pdf.)

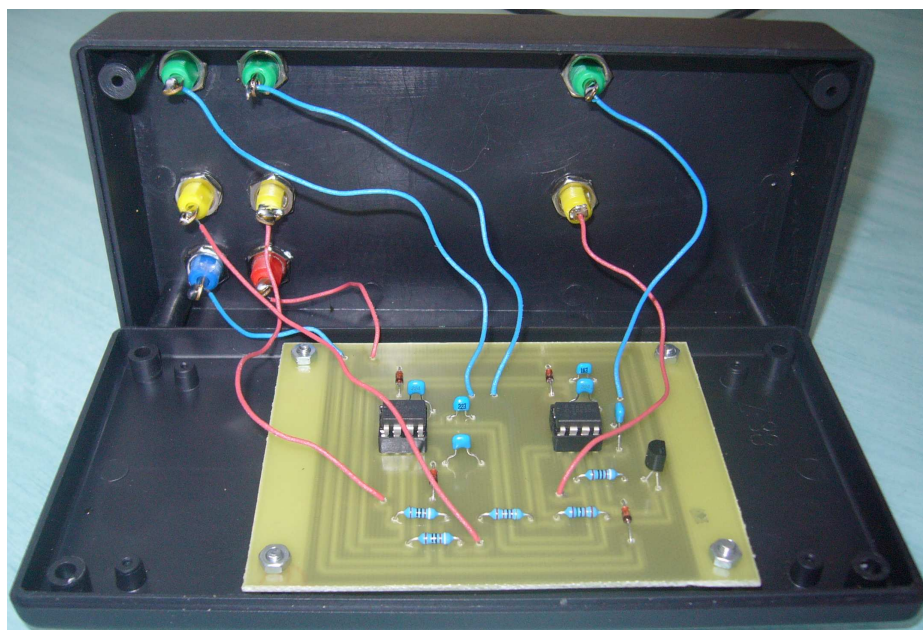
### 6.3 Praktická realizace přípravku

Navržená deska plošných spojů byla uložena do plastového boxu, na kterém bylo umístěno vzorové schéma navrženého filtru, aby bylo lépe rozpoznatelné z jakých míst a jaké veličiny jsou měřeny. Pro lepší manipulaci (měření) navrženého zapojení byly také připevněny na patřičných místech zdíčky pro banánky. Vzhled přední strany navrženého boxu je znázorněn na obr.6.2.



Obr.6.2: Navržený filtr – pohled zepředu

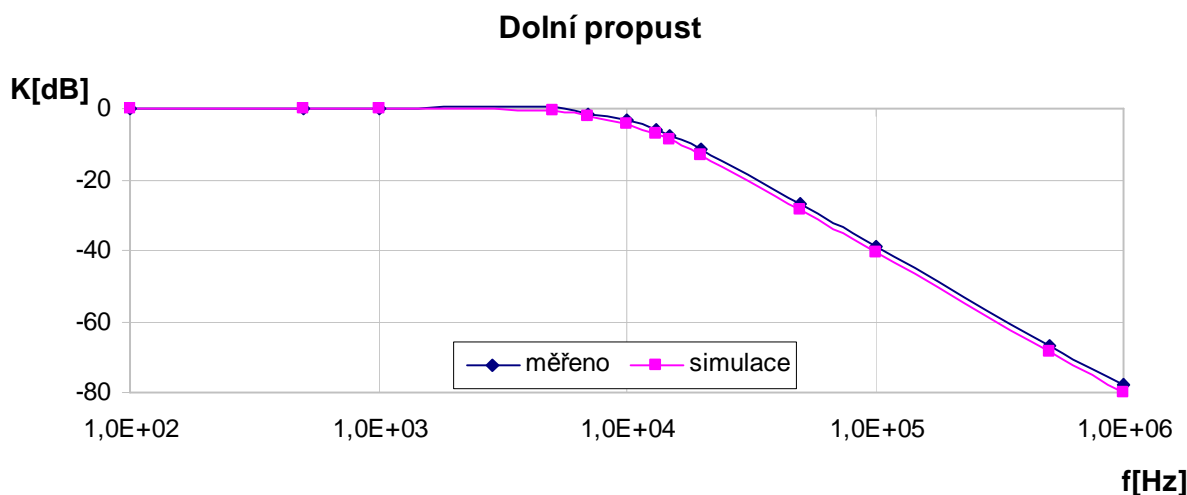
V plastovém boxu byla pomocí distančních sloupků připevněna navržená deska plošných spojů. Poté byla deska pomocí drátů propojena se zdíčkami reprezentujícími danou funkci. Celkový pohled na vnitřní uspořádání boxu ukazuje obr.6.3.



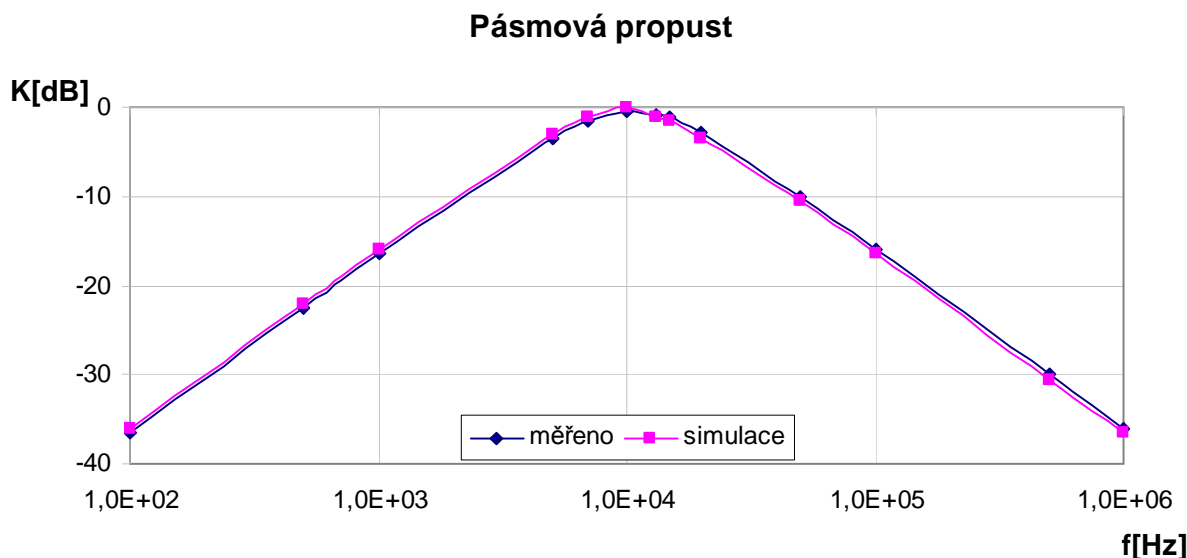
Obr.6.3: Vnitřní uspořádání navrženého plastového boxu

## 6.4 Praktické ověření návrhu

Před návrhem desky plošných spojů byla nejprve funkčnost navrženého zapojení experimentálně ověřeno pomocí univerzální desky plošných spojů (viz. příloha 1b). Po zjištění správného chodu zapojení byl podle výše uvedeného postupu zhotoven výsledný filtr doplněný všemi potřebnými součástkami, abychom dosáhli korektních výsledků. Tento filtr byl podroben měření a byly získány výsledné modulové frekvenční charakteristiky, které byly poté srovnány s charakteristikami získanými pomocí programu PSpice, obr. 6.4 a obr. 6.5.



Obr.6.4: Srovnání modulových frekvenčních charakteristik zjištěných simulací a měřením – filtr typu DP



Obr.6.5: Srovnání modulových frekvenčních charakteristik zjištěných simulací a měřením – filtr typu PP

Z výsledků je patrné, že měřené a simulované charakteristiky se liší jen velmi nepatrně. Tento rozdíl mohl být způsoben tím, že nebylo možné použít přesně vypočtených hodnot pasivních součástek nebo nepřesným odečítáním z ručkového měřicího přístroje.

## 7 Závěr

Bakalářská práce byla zaměřena na návrh multifunkčního filtru druhého řádu pracujícího v proudovém módu. Obvod pracující čistě v proudovém módu je pouze v oblasti návrhové. Vlastnosti, kvůli kterým tyto obvody vyhledáváme jsou např. větší šířka kmitočtového pásma, větší odstup signálu od šumu či menší napájecí napětí. Byly prozkoumány aktivní bloky pracující v obvodech v proudovém módu. Bylo zjištěno, že jediný aktivní prvek, který se v dnešní době vyrábí, a dokáže se požadovaným vlastnostem přiblížit, je univerzální proudový konvektor UCC od firmy AMI Semiconductor. Aktivní prvek UCC není komerčně dostupný, tudíž při návrhu byly voleny jako aktivní prvky proudové konvektory druhé generace reprezentované obvody AD844 a EL2082.

Při návrhu byla použita metoda autonomních obvodů vycházející z úplné admitanční sítě. Byl hledán obvod se dvěma aktivními prvky a nejmenším počtem prvků pasivních, aby výsledné zapojení vykazovalo minimální citlivost na změnu parametrů těchto prvků. Podrobný návrh je popsán v kapitole 5. Při snaze minimalizovat počet IO a dodržet tvar modulových frekvenčních charakteristik byly v praxi realizovány pouze přenosové funkce typu DP a PP. Přenosovou funkci typu HP lze získat příslušnou konfigurací zapojení (připojení převodníku I/U AD844), která ale negativně ovlivní modulovou frekvenční charakteristiku především PP. Docílit základních přenosových funkcí současně je v tomto zapojení nechtěné, z důvodu zkreslení modulové frekvenční charakteristiky PP (viz. příloha 4b). Činitel jakosti navrženého filtru je možné měnit nezávisle na mezním kmitočtu pomocí odporu  $R_4$  při dodržení podmínky  $R_2=R_4$ . Byla provedena citlivostní a toleranční analýza navrženého filtru pro přenosovou funkci typu DP. Pozornost byla zaměřena především na možný rozptyl  $\Delta f_m$  od nominální hodnoty.

Funkčnost navrženého filtru byla nejprve experimentálně ověřena pomocí univerzálního plošného spoje (viz. příloha 1b). Po zjištění správného chodu zapojení byl podle výše uvedeného postupu (viz. kap. 6) zhotoven výsledný filtr doplněný všemi potřebnými součástkami, abychom dosáhli korektních výsledků měření. Navržený filtr byl poté podroben měření a byly získány výsledné modulové frekvenční charakteristiky, které byly poté srovnány s charakteristikami získanými pomocí programu PSpice. Ze srovnání naměřených hodnot a simulací v programu PSpice lze považovat dosažené výsledky za velmi dobré. Nepatrný rozdíl měřené a simulované charakteristiky mohl být způsoben tím, že nebylo možné použít přesně vypočtených hodnot pasivních součástek, případně nepřesným odečítáním z ručkového měřicího přístroje.

Podle mého názoru, patří budoucnost proudového módu, případně čistě proudového módu prvkům, jako jsou především: univerzální proudový konvektor UCC a aktivní prvek CMI.



# SEZNAM LITERATURY

- [1] HÁJEK,K., SEDLÁČEK,J. Kmitočtové filtry. Vydalo nakladatelství BEN – technická literatura, Praha 2002, 536 stran, ISBN 80-7300-023-7
- [2] DOSTÁL,T. Elektrické filtry (Přednášky a numerická cvičení). Skripta FEKT VUT, Brno 2004, 136 stran, ISBN 80-214-2561-X
- [3] DOSTÁL,T. Teorie elektronických obvodů. Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno. Dostupné na adrese:  
<http://www.feec.vutbr.cz/et/index.php?obor=M-EST>
- [4] ČAJKA,J., VRBA,K.Obecný tříbranový proudový konvektor a jeho využití při návrhu obvodů RC. Časopis Elektrevue, č.2,2000. Dostupné na adrese:  
<http://www.elektrevue.cz/clanky/00002/index.html>
- [5] KOTON,J., VRBA,K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. Časopis Elektrevue, č.26,2008. Dostupné na adrese: <http://www.elektrevue.cz>
- [6] BIOLEK,D., BIOLKOVÁ,V. SFG Simulation of General Ladder Filters Using CDBAs . Dostupné na adrese:  
[http://www.vabo.cz/stranky/biolek/veda/articles/ecctd03\\_1.pdf](http://www.vabo.cz/stranky/biolek/veda/articles/ecctd03_1.pdf)
- [7] BIOLEK,D., BIOLKOVÁ,V.Prvek CDTA pro analogové zpracování signálů. Dostupné na adrese:  
<http://www.uzivatel.unob.cz/biolek/veda/articles/NSSS04.pdf>
- [8] BEČVÁŘ,D., VRBA,K. Univerzální proudový konvektor. Časopis Elektrevue, č.7,2000. Dostupné na adrese:  
<http://www.elektrevue.cz/clanky/00007/index.html>
- [9] JEŘÁBEK,J., VRBA,K. Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvektoru, ukázka návrhu aplikace. Časopis Elektrevue, č.41,2006. Dostupné na adrese: <http://www.elektrevue.cz>
- [10] BIOLEK,D. Řešíme elektronické obvody. Vydalo nakladatelství BEN – technická literatura, Praha 2004, 520 stran, ISBN 80-7300-125-X
- [11] MICHAL,V.Vybrané vlastnosti obvodů pracujících v proudovém módu a napěťovém módu. Dostupné na adrese: <http://www.postreh.com>
- [12] VRBA,K.,LATTENBERG,I.,MATĚJÍČEK,L.Analogová technika. Učební elektronické texty FEKT VUT, Brno. Dostupné na adrese:  
<http://www.feec.vutbr.cz/et/index.php?obor=B-TLI>

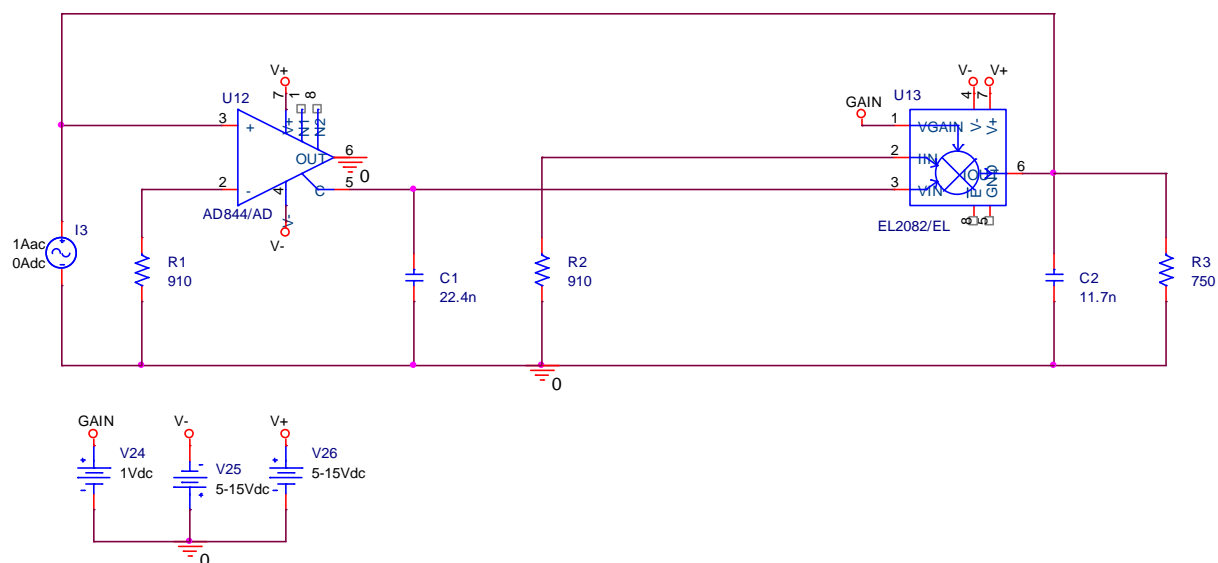
- [13] DOLEČEK, J. Operační zesilovače a komparátory. Vydalo nakladatelství BEN – technická literatura, Praha 2007, 232 stran, ISBN 987-80-7300-187-2
- [14] EL2082 Current-Mode Multiplier. Élantec Datasheet, 1996.
- [15] KOTON, J., VRBA, K. Návrh kmitočtových filtrů pomocí autonomního obvodu úplnou sítí admitancí. Časopis Elektrevue, č. 33, 2005. Dostupné na adrese: <http://www.elektrevue.cz/clanky/05033/index.html>
- [16] MATĚJČEK, L., VRBA, K. Srovnání citlivostní aktivních kmitočtových filtrů s OZ, CC a OTA. Časopis Elektrevue. Dostupné na adrese: <http://www.elektrevue.cz>
- [17] KOLKA, Z. Analýza elektronických obvodů programem OrCAD PSpice. Skripta FEKT VUT, Brno, 78 stran.
- [18] Program Eagle. Dostupné na adrese: <http://www.cadsoft.de>



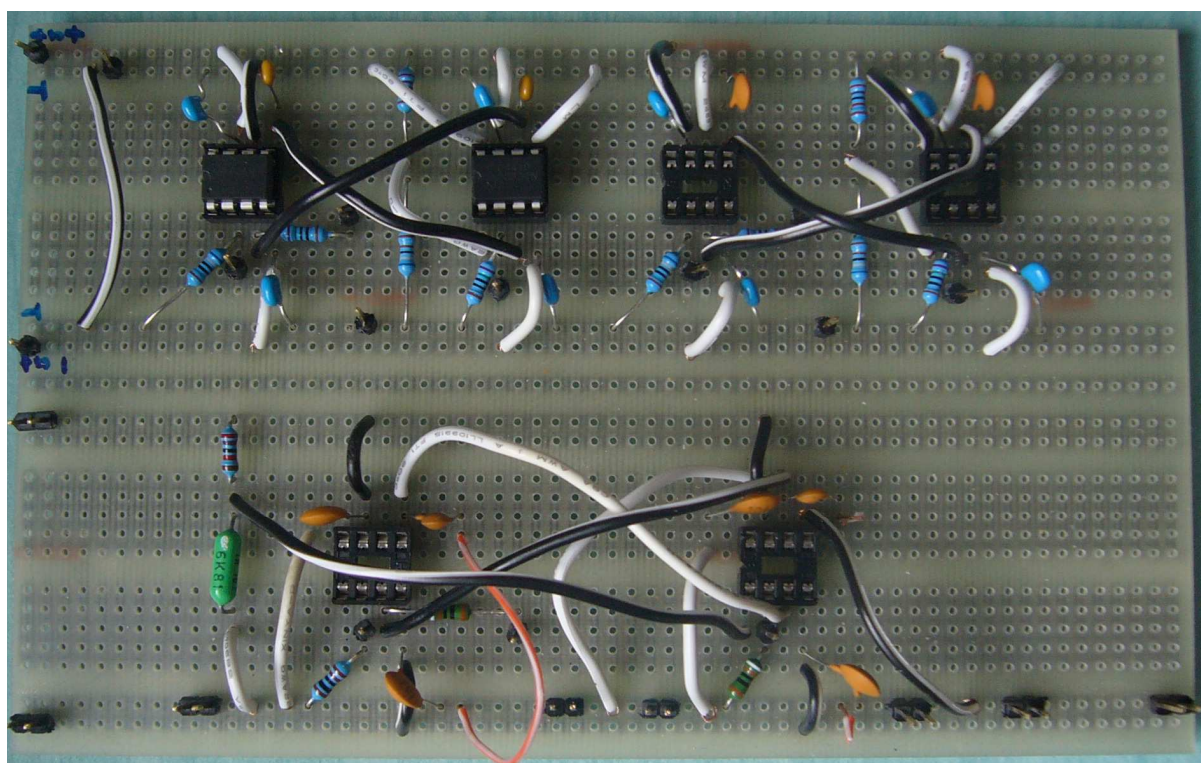
# SEZNAM PŘÍLOH

- Příloha 1a:** Vybrané zapojení multifunkčního filtru pracujícího v proudovém módu.  
**Příloha 1b:** Experimentální ověření navrženého filtru.
- Příloha 2a:** Modulová charakteristika multifunkčního filtru v proudovém módu.  
**Příloha 2b:** Detail modulové charakteristiky v oblasti  $f_m$  při poklesu -3dB.
- Příloha 3a:** Zapojení filtru pracujícího v napěťovém módu realizujícího v praxi.  
**Příloha 3b:** Modulová charakteristika DP a PP filtru v napěťovém módu.
- Příloha 4a:** Zapojení filtru s vnitřním odporem zesilovače AD 844 ( $R_5=50\Omega$ ).  
**Příloha 4b:** Deformovaná modulová charakteristika vlivem odporu  $R_{vst}(AD844)$ .
- Příloha 5a:** Seznam použitých součástek.  
**Příloha 5b:** Seznam použitých přístrojů pro oživení navrženého filtru.
- Příloha 6:** Předloha pro výrobu DPS výsledného filtru.

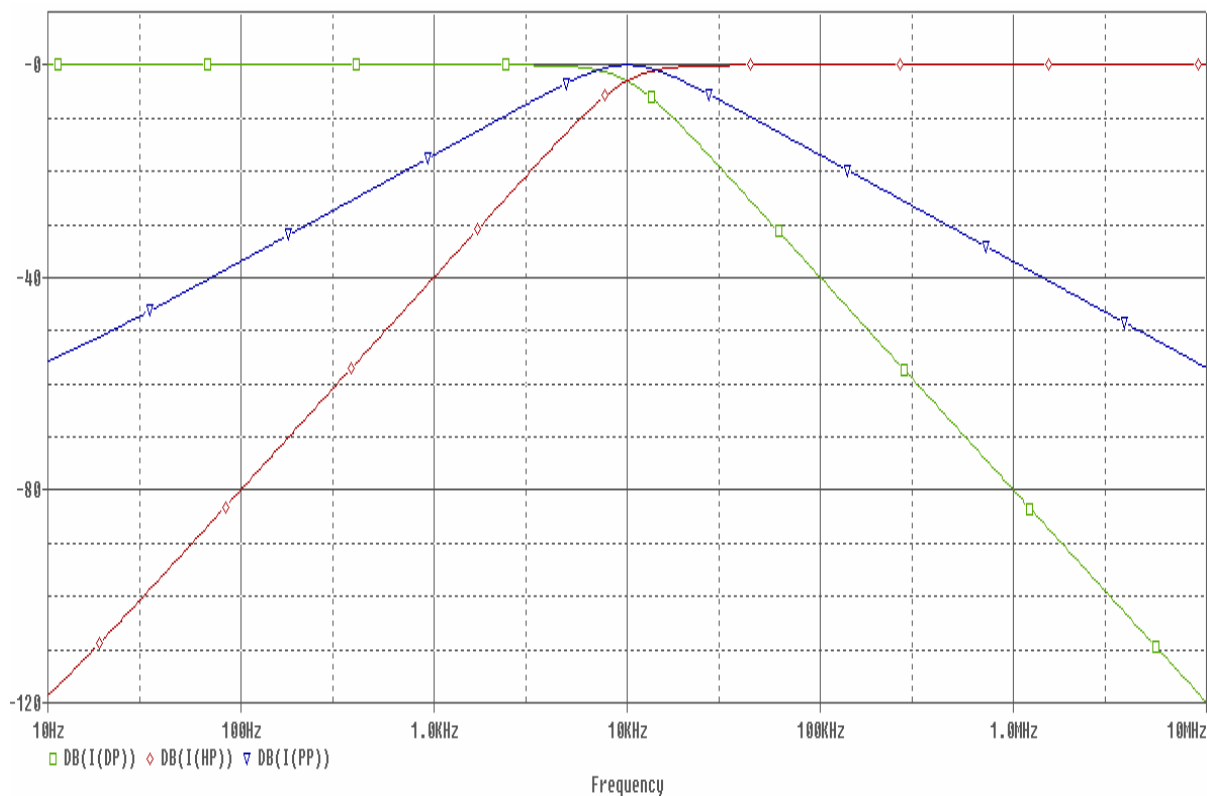
**Příloha 1a:** Vybrané zapojení multifunkčního filtru pracujícího v proudovém módu.



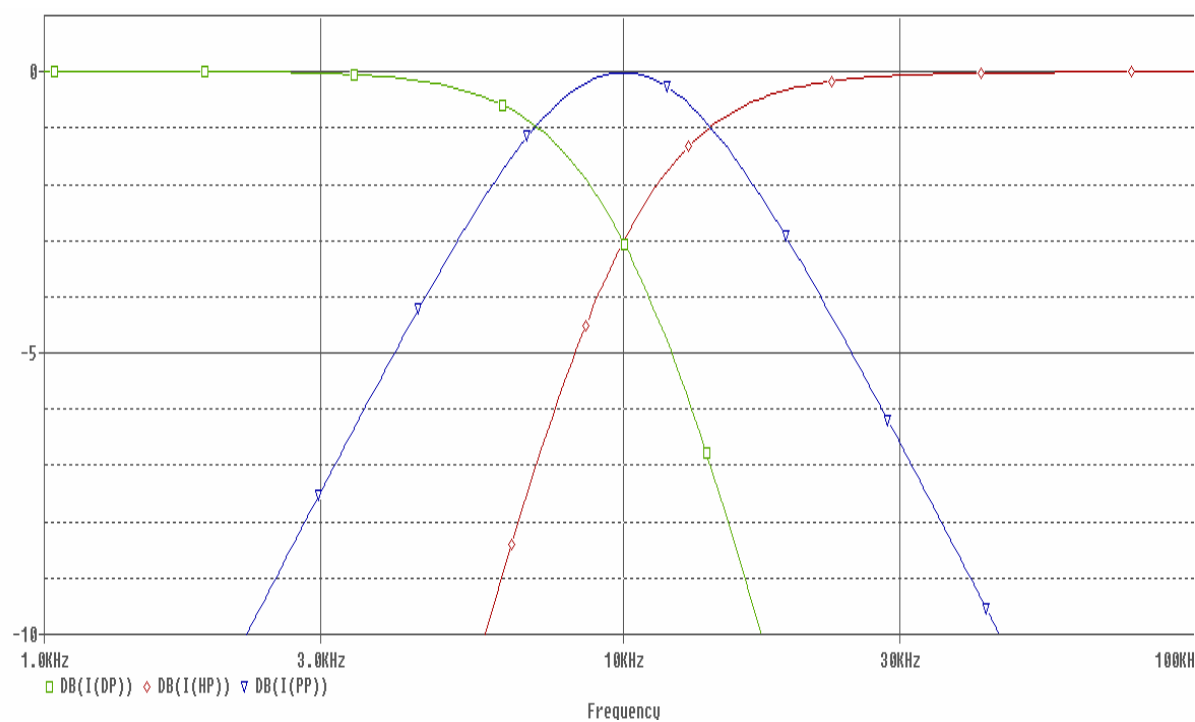
**Příloha 1b:** Experimentální ověření navrženého filtru.



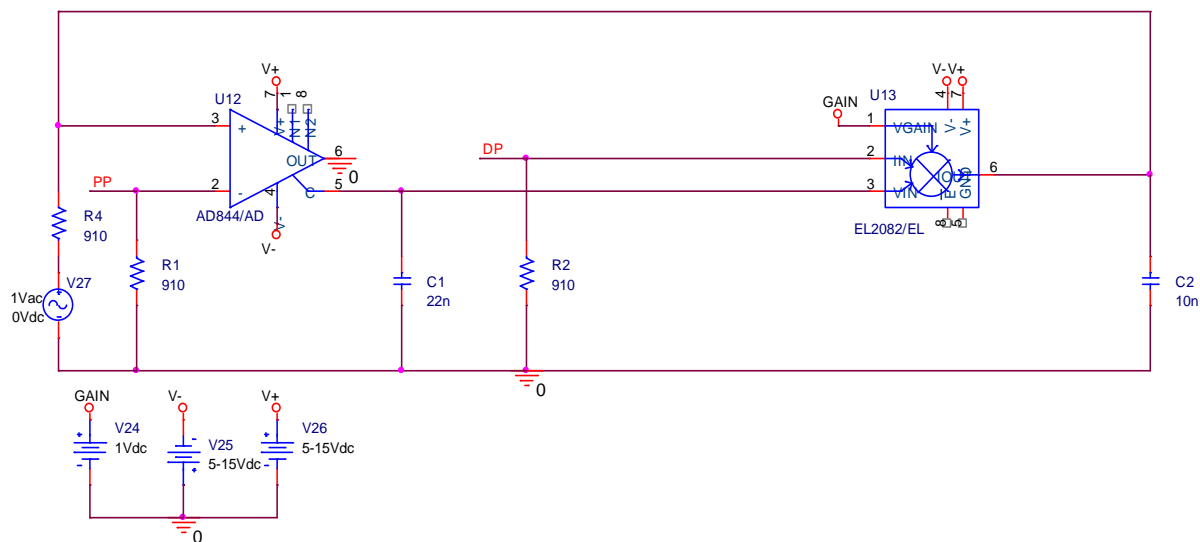
**Příloha 2a:** Modulová charakteristika multifunkčního filtru v proudovém módu.



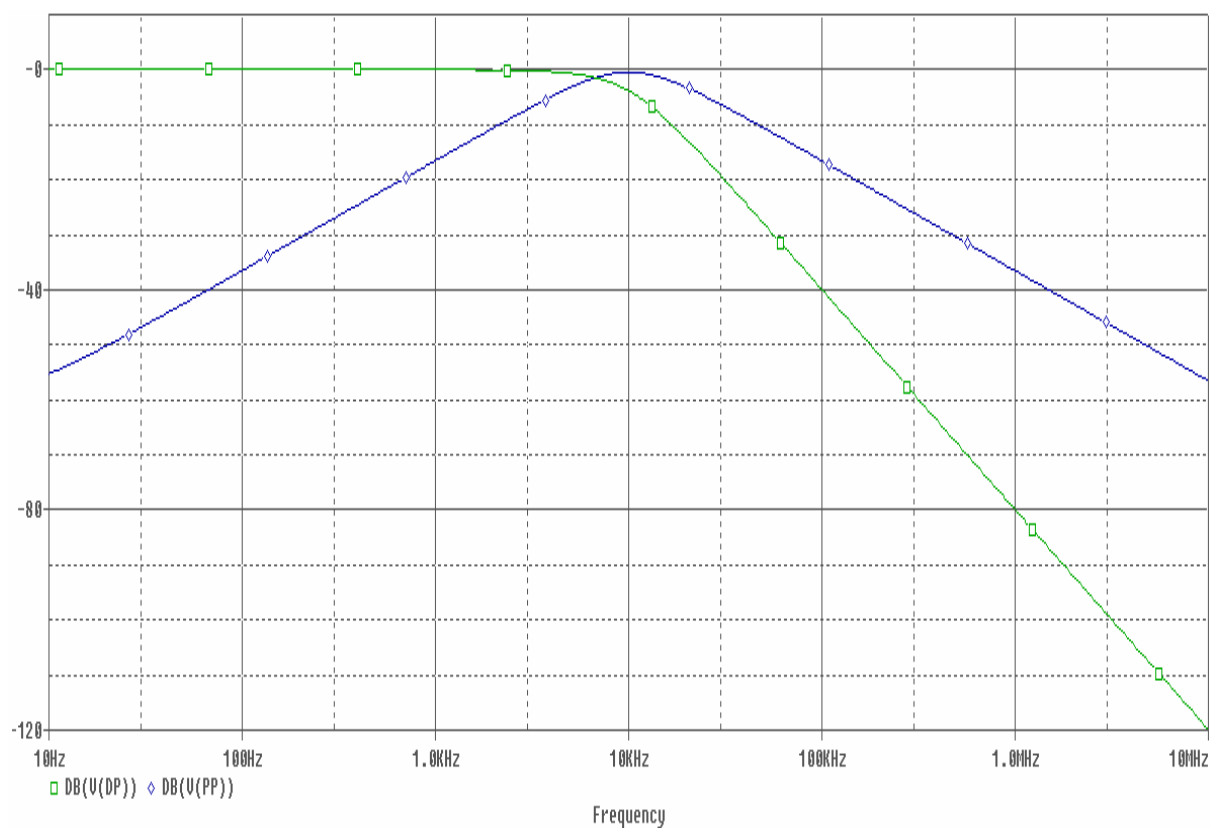
**Příloha 2b:** Detail modulové charakteristiky v oblasti  $f_m$  při poklesu -3dB.



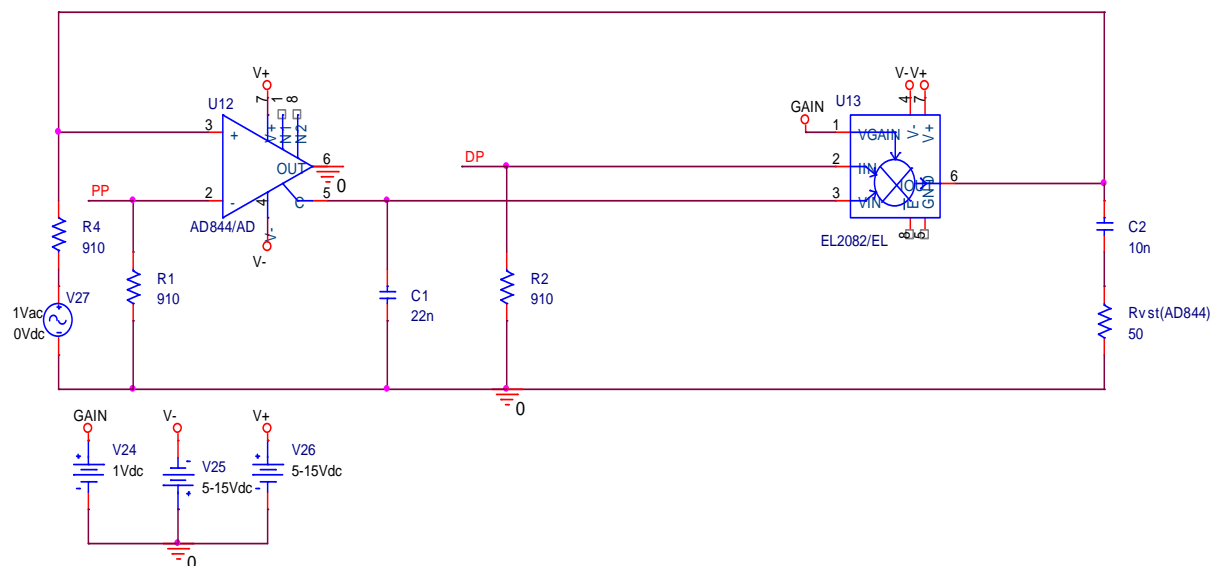
**Příloha 3a:** Zapojení filtru pracujícího v napěťovém módu realizujícího v praxi.



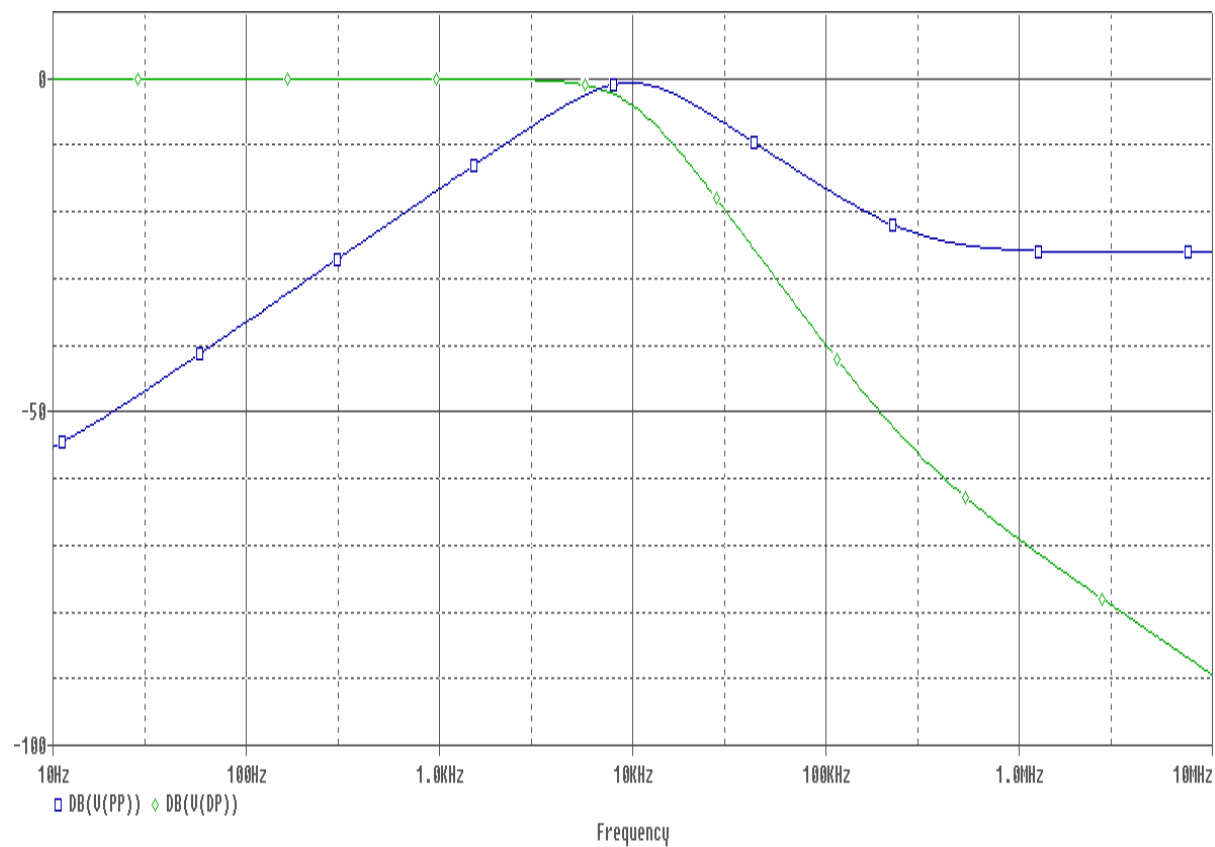
**Příloha 3b:** Modulová charakteristika DP a PP filtru v napěťovém módu.



**Příloha 4a:** Zapojení filtru s vnitřním odporem zesilovače AD 844 ( $R_5=50\Omega$ ).



**Příloha 4b:** Deformovaná modulová charakteristika vlivem odporu  $R_{vst}(AD844)$ .



**Příloha 5a:** Seznam použitých součástek.

<b>Součástka</b>	<b>Hodnota</b>
R1,R2,R4	910Ω
R5	7,5k
R6	4,7k
C1	22nF
C2	10nF
C3,C4,C5,C6	220nF
D1,D2,D3,D4	1N4448
Stabilizátor napětí	78L02
IO1	AD844
IO2	EL2082

**Příloha 5b:** Seznam použitých přístrojů pro oživení navrženého filtru.

- AC Millivoltmeter GW instek, GVT-427B.
- Osciloskop HEWLETT PACKARD 54003B, 60MHz.
- Laboratorní zdroj DIAMETRAL P230R51D, 0-30V a 0-4A.
- Generátor Agilent 33220A, 20MHz.

**Příloha 6:** Předloha pro výrobu DPS výsledného filtru.

